UNIVERSITE DE CONSTANTINE

INSTITUT DE PHYSIQUE .

Victor BABES

MESURES ELECTRIQUES

(Volume-2)

Module (P016)

OFFICE DES PUBLICATIONS UNIVERSITAIRES

29 Rue Abou Nouas, Hydra, Alger

TABLE des MATIÈRES

PARTIE I

Avant-propos 4

Chapitre 9 - Mesure de l'intensité du courant électrique. Le galvanomètre 5
- 9.1 Généralités 5
- 9.2 La mesure directe de l'intensité du courant électrique 6
- 9.3 La mesure indirecte de l'intensité du courant électrique 16
- 9.4 Les méthodes de comparaison 21

Chapitre 10 - Mesure de la quantité d'électricité 23
- 10.1 Généralités 23
- 10.2 Le galvanomètre balistique 23
- 10.3 Compteurs d'électricité

Chapitre 11 - Mesure des tensions et d.d.p. 30
- 11.1 Généralités 30
- 11.2 La mesure directe de la tension 31
- 11.3 La mesure indirecte de la tension 37
- 11.4 Méthodes d'opposition (compensation) 44
- 11.5 Le principe des voltmètres à affichage numérique 49

Chapitre 12 - Mesure de la fréquence 50
- 12.1 La mesure directe de la fréquence. Fréquencemètres 50
- 12.2 La mesure indirecte de la fréquence 52
- 12.3 Méthodes de mesure par comparaison 56

Chapitre 13 - Mesure du déphasage 59
- 13.1 La mesure directe de φ et $\cos\varphi$ 59
- 13.2 La mesure indirecte de φ et $\cos\varphi$ 61

Chapitre 14 - Mesure de la puissance 65
- 14.1 La mesure directe de la puissance électrique 65
- 14.2 La mesure indirecte de la puissance en courant continu 70
- 14.3 La mesure de la puissance active et réactive en courant alternatif monophasé 71
- 14.4 La mesure de la puissance dans les circuits triphasés 74

Chapitre 15 - Mesure de l'énergie électrique 79
15.1 Généralités 79
15.2 Mesure de l'énergie électrique en courant continu 79
15.3 Mesure de l'énergie électrique active 82
15.4 Mesure de l'énergie réactive 87
BIBLIOGRAPHIE 89

PARTIE II (en préparation)

„Paramètres de circuit et grandeurs non-électriques"

chapitre 16 - Mesure des résistances
Chapitre 17 - Mesure des inductances
Chapitre 18 - Mesure des capacités
chapitre 19 - Mesure des affaiblissements et des gains
chapitre 20 - Mesure des grandeurs magnétiques
chapitre 21 - Mesure électrique des grandeurs non-électriques. Transducteurs.
chapitre 22 - Télémesurage
chapitre 23 - Principes des méthodes de mesure numériques
chapitre 24 - Étalonnage et vérification des appareils de mesure
BIBLIOGRAPHIE

AVANT-PROPOS

La suite du cours de „Mesures Électriques" dont la présentation a commencée avec les Tomes 1 et 3 (Travaux pratiques) est partiellement comprise dans le présent ouvrage.

Vu le grand volume requis par les problèmes qu'on devait traiter, l'auteur a préféré de diviser ce „Tome 2" en deux parties, équilibrées du point de vue du nombre de pages et des difficultés de rédaction, a savoir :

- PARTIE I - Méthodes de mesure des grandeurs électriques
- PARTIE II - Méthodes de mesure des paramètres de circuit et des grandeurs non-électriques

A titre indicatif on a presenté après la table des matières de la „PARTIE I" aussi la structure de la „PARTIE II", actuellement en préparation.

L'auteur tient a renouveller ses remerciements au personnel de la Coopérative d'Impression de l'Université de Constantine et au collectif de rédaction de l'O.P.U. d'Alger pour l'aide recue pendant l'élaboration et la multiplication de cette partie du cours

Constantine, le 12 Juin 1977

L'auteur,

V. [signature]

CHAPITRE 9

MESURE de l'INTENSITÉ du COURANT ÉLECTRIQUE. LE GALVANOMÈTRE.

9.1 Généralités

Pour la mesure du courant électrique on utilise généralement une méthode de mesure directe (d'habitude), ou bien des méthodes indirectes, de comparaison, etc.

La méthode de mesure directe consiste dans l'introduction en circuit, en série, d'un ampèremètre (ou généralement d'un dispositif pour la mesure du courant) et la lecture directe de la valeur du courant sur l'échelle de l'appareil. Par l'introduction de l'ampèremètre en circuit, on modifie le régime de fonctionnement de celui-ci, à cause de la propre consommation de l'appareil ; le résultat est l'apparition d'une erreur systématique dans la mesure du courant.

Si dans le circuit de la fig. 9.1.a on introduit un ampèremètre - fig. 9.1.b - les expressions des courants I (avant l'introduction de l'ampèremètre) et I' (avec l'ampèremètre) sont:

$$I = \frac{U}{R} \quad \text{et} \quad I' = \frac{U}{R + R_a} \tag{9.1}$$

Leur rapport donne

$$I = I'\left(1 + \frac{R_a}{R}\right) \tag{9.2}$$

donc l'erreur relative sera :

$$\frac{I' - I}{I} = -\frac{R_a}{R + R_a} \tag{9.3}$$

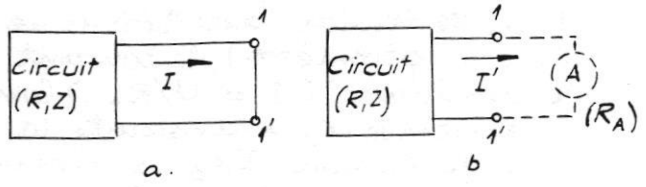


Fig. 9.1

Elle sera d'autant plus petite, que $R_a \ll R$.

Pour un circuit de courant alternatif on a :

$$\frac{I' - I}{I} = \frac{|Z|}{|Z| + |Z_a|} - 1 \tag{9.4}$$

où Z et Z_a ont les significations de R (circuit) et R_a (ampèremètre)

9.2 La mesure directe de l'intensité du courant électrique

9.2.1 L'ampèremètre magnétoélectrique

Le principe de fonctionnement et l'expression de la déviation d'équilibre pour l'élément moteur magnétoélectrique ont été présentés dans le paragraphe 5.4 (T.1). Ainsi, on a trouvé – v. rel.(5.35) – que

$$\alpha = \frac{n.B.S}{W} I = \frac{n.\Phi_0}{W} I = S_I . I \qquad (9.5)$$

donc la déviation est directement proportionnelle avec le courant à mesurer. Le dispositif est donc un ampèremètre magnétoélectrique, avec les caractéristiques indiquées toujours dans le par. 5.4. Pour l'extension des limites de mesure (calibres) on utilise des „shunts" calculés conformément au principe donné en par. 6.2 (T.1). La grandeur caractéristique d'un ampèremètre à plusieurs calibres est „la chute de tension sur l'appareil pour la déviation maximale" dont les valeurs usuelles sont données dans le tab. 9.1

Tab. 9.1

Calibre	Chute de tension
50 μA	30 – 150 mV
1 mA	2 – 100 mV
100 mA	200 mV
100 A	50 mV

L'utilisation des shunts, réalisés en manganine, impose d'adapter des schémas de compensation thermique, vue la grande différence entre les coefficients de variation de la résistance avec la température, pour le cuivre (bobinage de l'équipage mobile) et la manganine. Bien que le schéma de principe de compensation thermique a été présenté en par. 6.2 (fig. 6.4), pour les appareils de laboratoire (de précision) on utilise des montages plus perfectionnés, comme celui de la fig. 9.2. Quand la température augmente, la résistance équivalente R_{AB} augmente (R_a et r_2 sont en cuivre), donc la résistance totale R_{+-} augmente; pour une même tension appliquée (U peut être considerée comme la chute de tension caractéristique d'un ampèremètre), le courant I va diminuer ($I = U/R_{+-}$). Comme la résistance r_3 = constante, la chute de tension $I.r_3$ va diminuer, donc il y a une redistribution des tensions sur r_3 (diminuit) et sur AB (augmente). L'augmentation de la chute de tension sur AB compense l'augmentation de R_{AB}, donc la diminution de I; en plus la croissance relative de r_2 (Cu) avec la température est plus grande que celle de $(r_1 + R_a)$, donc I_a augmente, fait qui contribue à une meilleure compensation thermique.

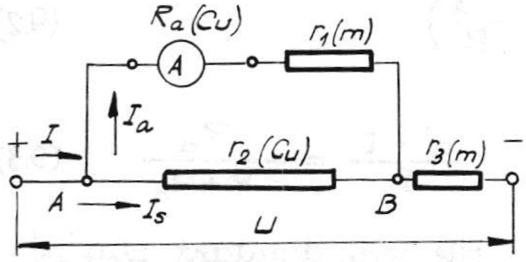


Fig. 9.2

En courant continu on peut mesurer les courants dont l'intensité est située entre 10^{-7}A. et 25.000 A (à l'aide des shunts). Sur le même principe, on construit des appareils capables de mesurer des courants plus petits – les galvanomètres – qu'on va étudier dans le paragraphe qui suit.

9.2.2 Le galvanomètre magnétoélectrique*

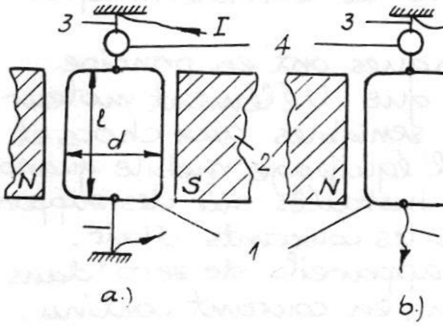


Fig. 9.3

L'équipage mobile du galvanomètre est suspendu à l'aide des fils tensionnés – fig. 9.3.a, pour appareils moins sensibles – ou il dispose d'une suspension libre, pour les appareils très sensibles (fig. 9.3.b). Les fils de torsion sont en bronze ou argent. Les éléments constructifs sont (fig. 9.3 a. et b.): 1 – bobine; 2 – aimant permanent; 3 – suspension; 4 – miroir; 5 – fil de connexion sans couple resistant.

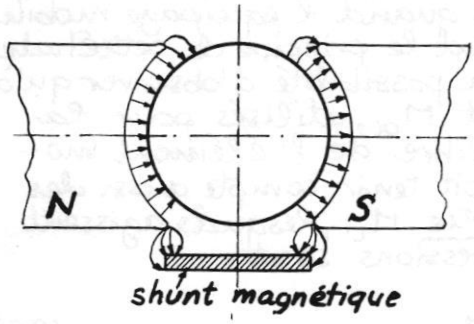


Fig. 9.4

Dans l'entrefer de l'aimant permanent on réalise un champ radial, réglable à l'aide d'un shunt magnétique (fig. 9.4)

Par construction le centre de gravité de l'équipage mobile est situé sur l'axe de suspension (de rotation) quand l'horizontalité de l'appareil est réalisée.

A l'aide du miroir on fait les lectures par l'intermediaire d'un spot lumineux (voir. par. 5.2 – fig. 5.8) et une <u>méthode objective</u> (image réelle – fig. 9.5. a) ou une <u>méthode subjective</u> (image virtuelle – fig. 9.5. b). Pour le calcul de la deviation on utilise la fig. 9.5.c. Dans les figures 9.5 on a noté: 1 – miroir; 2 – l'échelle; 3 – source lumineuse; 4 – colimateur (oculaire).

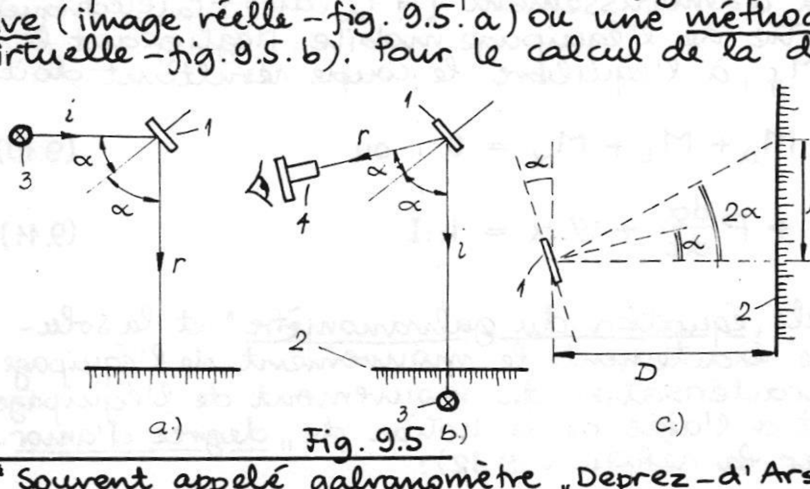


Fig. 9.5

On remarque la possibilité d'agrandir la sensibilité par l'augmentation de la distance D échelle-miroir.

* Souvent appelé galvanomètre „Deprez – d'Arsonval", d'après les noms des inventeurs.

La déviation „λ" (divisions, mm) sur l'échelle est

$$\lambda = D\,tg\,2\alpha \tag{9.6}$$

et pour des angles $\alpha \lesssim 3°-5°$, on peut simplifier

$$\lambda \simeq 2D\alpha \tag{9.7}$$

Les valeurs de D sont de env. 1-2 m (objective) et 4-5 m (subjective), bien que dans le deuxième cas la lecture est plus difficile. Dans les catalogues on donne tous les caractéristiques d'un galvanomètre, pour D = 1m.

Les galvanomètres magnétoélectriques ont en principe les mêmes propriétés et caractéristiques que l'élément moteur magnétoélectriques. En plus, ils sont très sensibles aux chocs et vibrations, fait qui impose le calage de l'équipage mobile quand on deplace l'appareil. Ils doivent être installés sur des supports élastiques amortisseurs et protégés contre les courants d'air.

D'habitude sont utilisés comme „appareils de zero" dans les montages en pont et de comparaison, en courant continu.

Le problème principal de l'étude du galvanomètre est le mouvement de l'équipage mobile en temps, soit à l'établissement de la déviation d'équilibre, soit quand l'équipage mobile revient à zéro; on va exposer seulement le principe de cette étude

Une étude plus poussée donne la possibilité d'observer qu'à part les couples moteur M et résistant M_α, utilisés pour la détermination de la déviation d'équilibre de l'élément moteur magnétoélectrique - rel. (5.35) - on doit tenir compte aussi des couples d'amortissement M_a et d'inertie M_i, lesquels agissent sur l'équipage mobile, et dont les expressions sont:

$$M_a = -P\frac{d\alpha}{dt} \quad \text{et} \tag{9.8}$$

$$M_i = -J\frac{d^2\alpha}{dt^2} \tag{9.9}$$

P est le coefficient total d'amortissement [= P_a (air) + P_e (électrique)] et J le moment d'inertie de l'équipage mobile. Négligeant le couple de frottement M_f, à l'équilibre le couple résultant doit être nul, donc:

$$M + M_a + M_i + M_\alpha = 0 \quad \text{ou} \tag{9.10}$$

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + P\frac{d\alpha}{dt} + W.\alpha = k.I \tag{9.11}$$

L'équation (9.11) s'appele „équation du galvanomètre" et la solution $\alpha = f(t)$ représente éxactement le mouvement de l'équipage mobile en temps. La caractérisation du mouvement de l'équipage mobile en temps se fait a l'aide de la notion de „degrée d'amortissement β" donné par la rélation (9.12):

$$\beta = \frac{P}{2\sqrt{JW}} \tag{9.12}$$

Pour $\beta < 1$ le mouvement est oscillatoire (régime oscillant) et a l'équation, correspondante à la courbe 1 de la fig. 9.6 :

$$\alpha = \alpha_e \left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_o t}}{\sqrt{1-\beta^2}} \sin\left(\sqrt{1-\beta^2}\,\omega_o t + \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta} \right) \right] \tag{9.13}$$

α_e est la déviation d'équilibre (pérmanente) et ω_o la pulsation des oscillations libres de l'équipage mobile :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{W}{J}} \tag{9.14}$$

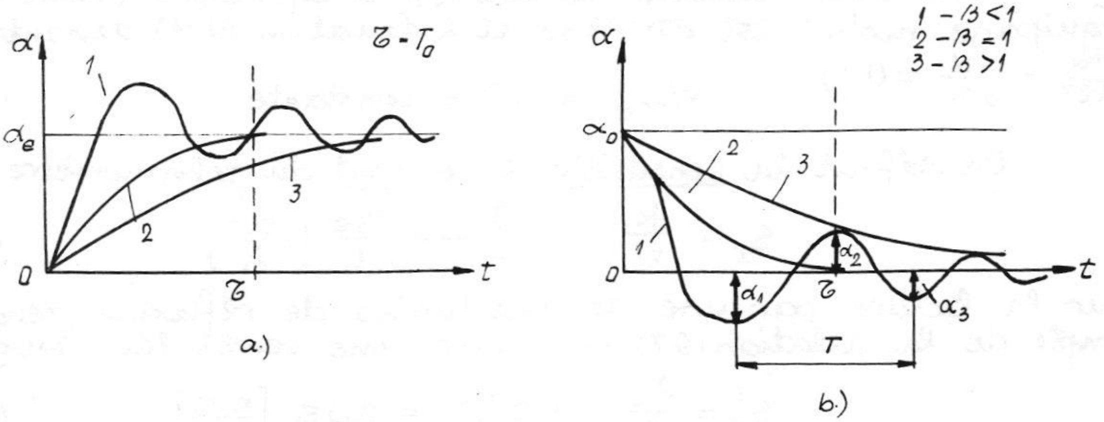


Fig. 9.6

Pour $\beta > 1$ le mouvement est apériodique (régime apériodique amorti) décrit par l'équation :

$$\alpha = \alpha_e \left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_o t}}{\sqrt{\beta^2-1}} \operatorname{sh}\left(\sqrt{\beta^2-1}\,\omega_o t + \operatorname{argth} \frac{\sqrt{\beta^2-1}}{\beta} \right) \right] \tag{9.15}$$

Pour $\beta = 1$, le mouvement est apériodique avec l'amortissement critique (régime apériodique critique) décrit par l'équation

$$\alpha = \alpha_o \left[1 - (1+\omega_o t) e^{-\omega_o t} \right] \tag{9.16}$$

En faisant l'analyse des courbes 1, 2 et 3 de la fig. 9.6 (a. - mouvement forcé à la connexion du galvanomètre en circuit; b. - mouvement libre, debranchement du galvanomètre) résulte que le cas $\beta = 1$, régime apériodique critique, est le plus avantageux d.p.d.v. du temps nécessaire pour l'établissement de la déviation d'équilibre τ; dans ce cas $\tau = T_o$, où T_o est la période des oscillations libres

$$\tau = T_o = \frac{2\pi}{\omega_o} = 2\pi \sqrt{\frac{J}{W}} \tag{9.17}$$

On définit la période des oscillations amortisées T

$$T = T_0 \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}} \qquad (9.18)$$

Le décrément logarithmique ϱ se définit fonction du rapport des déviations successives (on considère les amplitudes maximales)

$$\varrho = \ln\delta = \ln\frac{\alpha_n}{\alpha_{n+2}} = \beta\omega_0 T = \frac{P}{2J}T \qquad (9.19)$$

où $\delta = \frac{\alpha_n}{\alpha_{n+2}}$ est la constante d'amortissement

Après avoir atteint la position d'équilibre (donc α_e) l'équipage mobile est stabilisé et l'équation (9.11) devient $\left(\frac{d^2\alpha}{dt^2} = \frac{d\alpha}{dt} = 0\ !\right)$

$$W.\alpha_e = k.I = \text{constante} \qquad (9.20)$$

On définit la sensibilité de courant du galvanomètre S_I

$$S_I = \frac{k}{W} = \frac{n.B.S}{W} = \frac{\alpha_e}{I}\left[\frac{rad}{A}\right] \qquad (9.21)$$

Pour la lecture par une des méthodes de réflexion, tenant compte de la relation (9.7), on trouve une sensibilité plus grande S'_I

$$S'_I = \frac{\lambda_e}{I} = 2D\frac{\alpha_e}{I} = 2D\,S_I\left[\frac{mm}{A}\right] \qquad (9.22)$$

exprimée en „mm" pour 1 m / 1A.

Inversement, on trouve la constante de courant du galvanomètre C_I

$$C_I = \frac{1}{S_I} = \frac{W}{k} = \frac{I}{\alpha_e}\left[\frac{A}{rad}\right] \quad \text{et} \quad C'_I = \frac{1}{S'_I} = \frac{1}{2D}C_I\left[\frac{A}{mm}\right] \qquad (9.23)$$

La sensibilité de tension du galvanomètre, S_U, représente la déviation de l'équipage mobile quand on applique aux bornes du galvanomètre en série avec une résistance R_{ecr}*, une tension unitaire, d'habitude 1μV. Si R_g est la résistance du galvanomètre et on note $R_{ecr} + R_g = R_{cr}$, qu'on va appeler „résistance critique", on a pour le courant qui passe par l'appareil

$$I = \frac{U}{R_{cr}} = \frac{U}{R_g + R_{ecr}} \qquad (9.24)$$

et la déviation sera

$$\alpha = \frac{k}{W}I = \frac{kU}{WR_{cr}} = \frac{S_I}{R_{cr}}U = S_U U \qquad (9.25)$$

---

* R_{ecr} est la résistance extérieure critique, pour laquelle le mouvement de l'équipage mobile est apériodique critique (courbes 2 - 9.6)

où
$$S_U = \frac{\alpha}{U} = \frac{S_I}{R_{cr}} \left[\frac{rad}{V}\right] \qquad (9.26)$$

est la sensibilite de tension. On a tout de suite pour S'_U et C_U

$$S'_U = \frac{S'_I}{R_{cr}} = \frac{2DS_I}{R_{cr}} = 2DS_U \left[\frac{mm}{V}\right] \qquad (9.27)$$

$$C_U = \frac{1}{S_U} = R_{cr} C_I \left[\frac{V}{mm}\right] \qquad (9.28)$$

L'une des caractéristiques importantes du galvanomètre magnétoélectrique est la proportionnalité éxacte $\alpha \sim I$, donc sensibilités S_I et S_U constantes sur toute l'échelle. Des valeurs typiques pour quelques galvanomètres sont présentées dans le tableau 9.2

Tableau 9.2

T_o	R_g	R_{ecr}	S_I	C_I	S_U	C_U	Utilisations
[s]	[Ω]	[Ω]	[m.mm/A]	[A/mm/m]	[m.mm/V]	[V/mm/m]	
4,5	800	5.10^4	5.10^9	2.10^{-10}			Circuits de grande résistance R>>
1	16	1÷40	$(10÷20)10^6$	$(5÷10).10^{-8}$	$(1÷4).10^6$	$(0,25-1).10^{-6}$	Ponts; compensateurs à fil; thermocouples
3	50	10÷400	$(8÷20).10^7$	$(0,5÷1,25).10^{-8}$	$(0,5÷1,3).10^6$	$(0,7÷2).10^{-6}$	Pont double (Thomson)
2	680	450÷7500	$(2,5÷7).10^8$	$(1,4÷4).10^{-9}$	$(0,8÷2).10^5$	$(5÷12,5).10^{-6}$	Ponts; compensateurs; Cellule photoélectrique
3	1700	2000÷25000	$(0,8÷2).10^9$	$(0,5÷1,25).10^{-9}$	-"-	-"-	Resistances d'isolation
18*	17	300	$1,55.10^9$	$6,5.10^{-10}$	5.10^6	2.10^{-7}	Mesures magnétiques et quantité d'électricité

La modification de la sensibilité du galvanomètre se fait soit avec des shunts, suivant la méthode déjà présentée pour l'ampèremètre magnétoélectrique (v. par. 6.2, T.1), soit à l'aide d'un shunt magnétique.

Pour que le galvanomètre fonctionne toujours en régime critique, il faut placer en série avec G, une résistance R' de valeur $R' = R_{ecr} - R_s$ (fig. 9.7.a); dans ce cas, on a pour le shunt multiple 9.7.b, où $R_s = \frac{R_{ecr}}{n}$ (n étant le facteur de multiplicité $= I_n/I_g$):

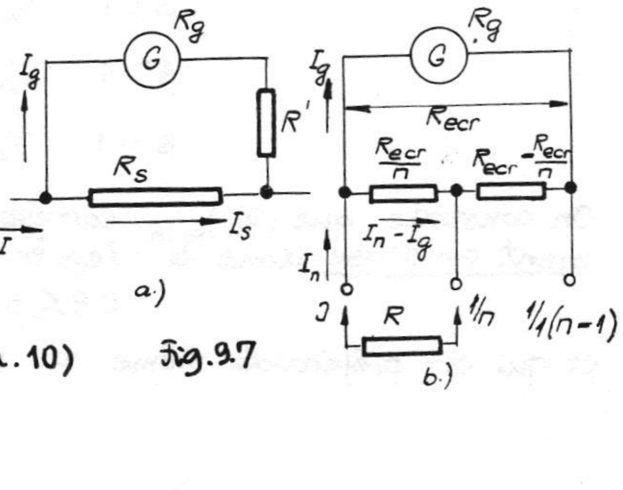


Fig.9.7

* Galvanomètre balistique (v. Ch. 10)

$$(I_n - I_g)\frac{R_{ecr}}{n} = I_g\left(R_g + R_{ecr} - \frac{R_{ecr}}{n}\right) \quad \text{d'où} \tag{9.29}$$

$$I_n = n\left[I_g \frac{R_{ecr} + R_g}{R_{ecr}}\right] = n I_1 \tag{9.30}$$

I_1 est le courant correspondant à $n = 1$, peu différent de I_g ; si $n \gg 1$, le galvanomètre fonctionne en régime apériodique critique. Pour $n = 1$, le régime critique est atteint seulement pour le cas $R \gg$.

Pour mieux mettre en évidence la dépendence mouvement de l'équipage mobile – résistance du circuit extérieur, on doit resoudre l'équation du galvanomètre et utiliser la définition (9.12) du degrée d'amortissement β, quand on trouve

$$\beta = \beta_o + \frac{n^2 \Phi_o^2}{2\sqrt{WJ}\,(R_g + R_{ext})} \tag{9.31}$$

où R_{ext} est la résistance du circuit extérieur, et β_o correspond au mouvement non amortisé ($R_{ext} \sim \infty$). L'amortissement optimal correspond à $\beta = 1$, quand $R_{ext} = R_{ecr}$, donc

$$R_{ecr} = \frac{n^2 \Phi_o^2}{2\sqrt{WJ}} \cdot \frac{1}{1-\beta_o} - R_g \cong \frac{n^2 \Phi_o^2}{2\sqrt{WJ}} - R_g \tag{9.32}$$

où on a considéré $\beta_o \approx 0$. Toujours dans ce cas, utilisant les relations (9.31) et (9.32) on trouve que

$$\frac{R_g + R_{ecr}}{R_g + R_{ext}} \cong \beta \tag{9.33}$$

donc on peut calculer β pour toute valeur de R_{ext}.

Fonction de β on peut maintenant déterminer le <u>temps d'amortissement</u> τ_a, défini comme l'intervalle de temps nécessaire pour l'établissement de la déviation d'équilibre (p. ex. à 1% près):

$$\left.\begin{aligned} \beta < 1 \quad & \tau_a \simeq 0{,}75\,\frac{T_o}{\beta} \\ \beta > 1 \quad & \tau_a \simeq 1{,}5\,\beta T_o \\ \beta = 1 \quad & \tau_a \simeq T_o \end{aligned}\right\} \tag{9.34}$$

On constate que $(\tau_a)_{min}$ correspond à un <u>régime oscillant fortement amortisé</u> dont le degrée d'amortissement est

$$0{,}8 \lesssim \beta \lesssim 1$$

et qui est préférable même au régime apériodique critique.

Les avantages de l'utilisation d'un régime oscillant fortement amorti (par exemple le cas $\rho = \pi$), sont :
- la possibilité d'observation immédiate d'un amortissement additional (difficile pour le régime apériodique critique)
- la rapidité de l'établissement de la déviation d'équilibre
- pour la même impulsion, la première déviation plus grande

Les deux courbes $\alpha = f(t)$, pour les deux régimes, critique et oscillant fortement amorti, sont présentées en fig. 9.8 ; pour une impulsion donnée

$$\alpha_m \simeq 1{,}235\,\alpha_{mcr}$$

où α_m correspond au cas $\rho = \pi$, pendant que α_{mcr} représente la déviation d'équilibre pour le régime critique. Les rapports des déviations succéssives pour le cas $\rho = \pi$ sont :

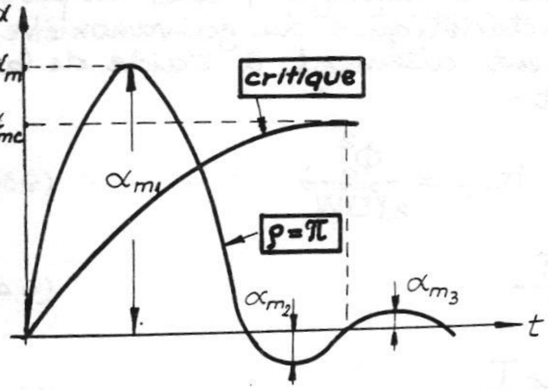


Fig. 9.8

$$\left.\begin{aligned} \frac{\alpha_2}{\alpha_1} &= 0{,}0435 \simeq 4\% \\ \frac{\alpha_3}{\alpha_1} &= 0{,}0019 \simeq 0{,}2\%\ ,\ldots \end{aligned}\right\} \quad (9.35)$$

donc, pratiquement le „zero" est atteint après la troisième oscillation. La différence des temps nécessaires pour revenir au „zero", $t_\pi - t_{cr}$ est aussi très petite.

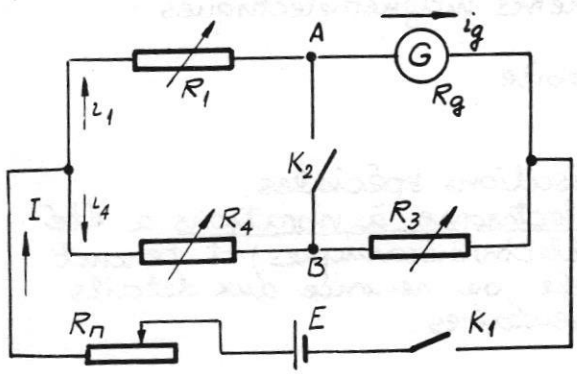
Expérimentalement on peut aisement déterminer les grandeurs suivantes :

- La période d'oscillation T, suivant la méthode de Gauss : on compte le nombre „n" des oscillations et on mesure le temps nécessaire

$$T = \frac{t_{fin} - t_0}{n}\ [s] \qquad (9.36)$$

- La résistance intérieure R_g, à l'aide de la méthode du „faux zero" de Kelvin (fig. 9.9). On établit une déviation α_e et on modifie les résistances du pont, afin que l'ouverture et la fermeture de K_2 ne modifie pas cette déviation. Dans ce cas, les potentiels des points A et B sont égaux, et la condition d'équilibre donne :

$$R_g = \frac{R_1}{R_4} R_3 \qquad (9.37)$$



- Les sensibilités et les constantes peuvent être calculées tenant compte des résultats mesurés pour

← Fig. 9.9

les autres paramètres du galvanomètre, ou bien utilisant la méthode du shunt (fig. 9.10). Dans ce dernier cas, on détermine le courant i_g, le courant I, et on utilise les relations ci-dessous

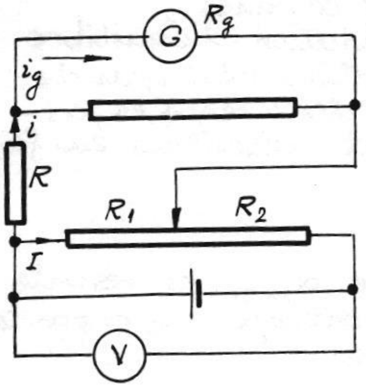


Fig. 9.10

$$\left.\begin{aligned} S_I &= \frac{\Phi_o}{W} = \frac{\alpha}{i_g} \quad \text{et} \quad C_I = \frac{i_g}{\alpha} \\ S_U &= \frac{S_I}{R_{cr}} = \frac{\alpha}{i_g \cdot R_{cr}} \quad \text{et} \quad C_U = C_I R_{cr} \end{aligned}\right\} \qquad (9.38)$$

où on a noté $\Phi_o = nBS$.

<u>Observation</u> - Généralement en circuit ouvert l'amortissement est très faible, donc on peut le negliger ; tous les paramètres caractéristiques du galvanomètre se déterminent aisément à l'aide de la mesure de T, R_{cr} et S_I comme suit :

$$T = 2\pi\sqrt{\frac{J}{W}} \quad \text{et} \quad R_{cr} = \frac{\Phi_o^2}{2\sqrt{JW}} \qquad (9.39)$$

d'où

$$\Phi_o = \frac{R_{cr}T}{S_I \pi} \qquad (9.40)$$

$$W = \frac{\Phi_o}{S_I} = \frac{R_{cr}T}{S_I^2 \pi} \qquad (9.40')$$

$$J = \frac{WT^2}{4\pi^2} = \frac{R_{cr}T^3}{4\pi^3 S_I^2} \qquad (9.40'')$$

En conclusion, on indique les deux facteurs majeurs qui déterminent le choix du galvanomètre :
- la résistance du circuit : on choisit le galvanomètre dont la résistance critique R_{cr} est la plus proche de R_{ext}
- le courant (la tension) à mesurer : pour une sensibilité ainsi déterminée, on choisit le galvanomètre avec T_o minimale.

Les autres types de galvanomètres magnétoélectriques :
- le galvanomètre différentiel
- le galvanomètre à aimant mobile
- le galvanomètre tangentiel
- le galvanomètre Kelvin

sont peu repandus et ont des utilisations spéciales.

Le <u>galvanomètre magnétoélectrique à vibrations</u> a été présenté en chap. 8 (oscillographes électromécaniques) et tenant compte de son utilisation spéciale, on renonce aux details constructifs et fonctionnels supplémentaires.

9.2.3 L'ampèremètre électromagnétique (ferromagnétique)

Le principe de fonctionnement et l'expression de la déviation d'équilibre pour l'élément moteur électromagnétique ont été présentés dans le par. 5.5 (T.1), d'où on réprend que

$$\alpha = \frac{I^2}{2W}\frac{dL}{d\alpha} \tag{9.41}$$

donc la caractéristique de l'échelle est de type carré. La sensibilité sera donc variable et l'échelle nonuniforme.

Tenant compte des caractéristiques présentés en par. 5.5, on resume quelques aspects importantes :

- utilisation surtout en alternatif (possible aussi en continu)
- extension des limites de mesure par sectionnement des bobines (v. fig. 5.20), à l'aide des transformateurs de mesure et rarement avec des shunts. Mesure directe des courants ~ 300 A.!
- faible précision, grande consommation, simplicité, robustesse et prix de revient reduit
- repandus surtout en industrie (appareils de mesure et de controle portatifs et de tableau).

9.2.4 L'ampèremètre électrodynamique (ferrodynamique)

Le principe de fonctionnement et l'expression de la déviation d'équilibre pour l'élément moteur électrodynamique, ainsi que les deux cas possibles d'utilisation comme ampèremètres ($I < 0{,}5A$ et $I > 0{,}5A$), ont été présentés dans le par. 5.6

On rappele que pour tous les deux cas, dont les schémas sont donnés en fig. 5.22 et 5.23, on a trouve le même type de déviation (rel. 5.50 et 5.52)

$$\alpha = \frac{I^2}{W}\frac{dM_{12}}{d\alpha} = f(I^2) \tag{9.42}$$

donc, caractéristiques d'échelle de type carré, sensibilité variable et échelles non-uniformes, aussi en continu qu'en alternatif.

Quelques caractéristiques plus importantes, parmi celles présentées en par. 5.6

- le plus précis ampèremètre en alternatif (cl. 0,2)
- extension des limites de mesure par sectionnement de la bobine fixe et transformateurs de mesure (en alternatif).
- couple moteur réduit et grande consommation propre.
- fréquence maximale du courant à mesurer : 2500 Hz.

<u>Observation</u> : Les ampèremètres à induction sont pratiquement abandonés aujourd'hui, motif pour lequel on ne s'occupe pas avec l'application de l'élément moteur à induction, pour la mesure des courants électriques.

Pour les mêmes motifs on n'insiste pas sur l'ampèremètre thermique (v. par. 5.9 – T1), la principale application de l'élément moteur thermique; aujourd'hui il a complètement disparu, laissant place à l'ampèremètre thermoélectrique.

9.3 La mesure indirecte de l'intensité du courant électrique

9.3.1 L'ampèremètre magnétoélectrique à redresseurs

Suivant le principe général des appareils à redresseurs présenté en par. 6.7 (T.1), on construit des ampèremètres magnétoélectriques à redresseurs, pour permettre l'utilisation de cet élément moteur aussi en courant alternatif. Dans la fig. 9.11 on présente d'abord le schéma équivalent d'un redresseur en courant alternatif (fig. 9.11.a, – circuit RC parallèle) ce qui permet de mettre en évidence la variation des paramètres du redresseur fonction de la tension, la fréquence et de la température ; en fig. 9.11.b – le schéma d'un ampèremètre pour courants forts ; en fig. 9.11.c – le schéma de l'ampèremètre pour faibles courants. A part les redresseurs proprement dits, on remarque la présence des éléments de compensation : $r_a(Cu)$, r_{Cu} et r_{mang} pour la température et L pour la fréquence.

Dans le premier cas, la déviation de l'ampèremètre est de type (6.34) – monoalternance, pendant que dans le deuxième cas, elle est de type (6.35) – double alternance:

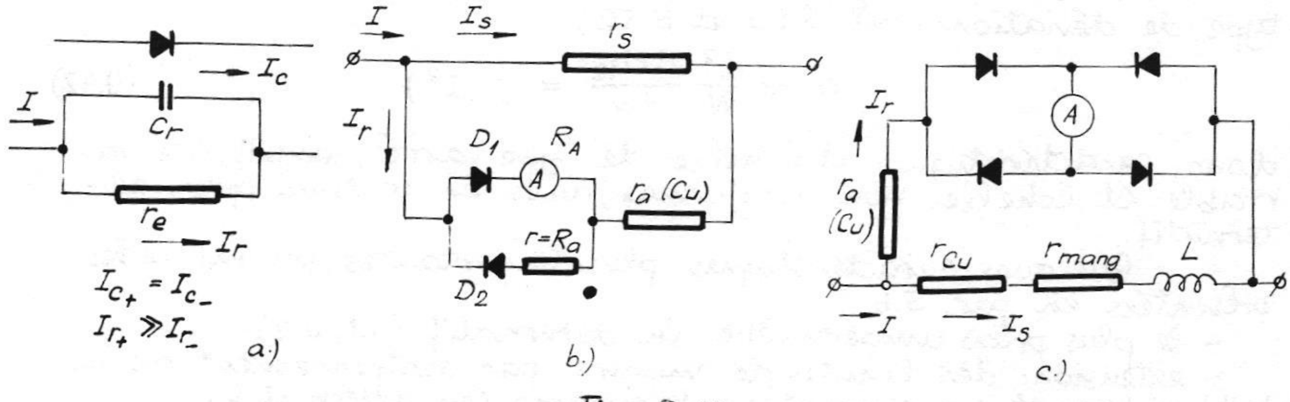


Fig. 9.11

fig. 9.11.b
$$\alpha_1 = S_I \frac{I}{2k_f} \qquad (9.43)$$

fig. 9.11.c
$$\alpha_2 = S_I \frac{I}{k_f} \qquad (9.44)$$

où S_I est la sensibilité de courant de l'élément moteur magnétoélectrique, I – la valeur efficace et k_f le facteur de forme du courant.

D'habitude on combine dans un seul appareil, plusieurs fonctions, p. ex., volt-ampère-ohmmètre pour courant continu et alternatif. Un schéma de principe d'un tel appareil (de type MULTAVI, AVOMET, controleur universel, etc) est donné dans la fig. 9.12. (sans ohmmètre). Il s'agit d'un shunt universel et une résistance additionnelle multiple (communs ou separés pour courant continu et alternatif), le schema de redressement et une série de commutateurs pour changer le régime de mesure, la grandeur mesurée et le calibre.

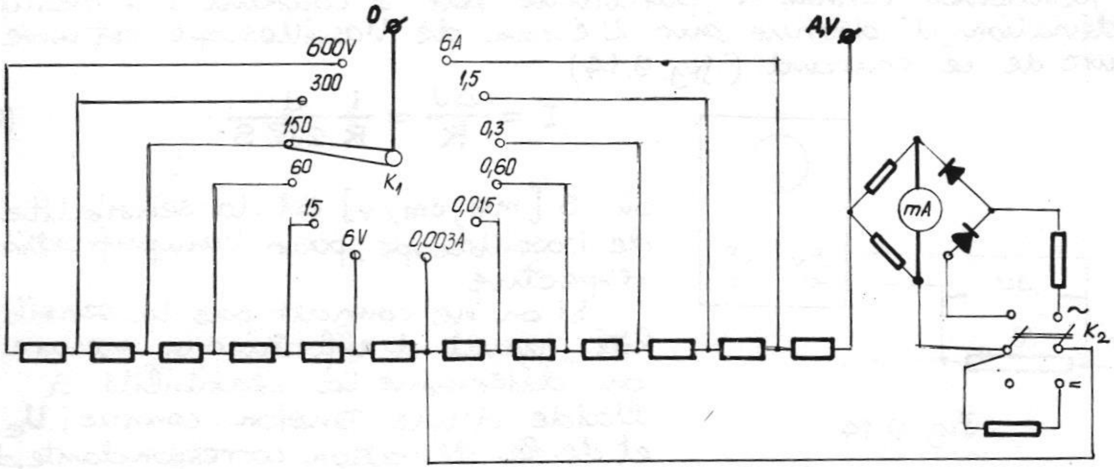


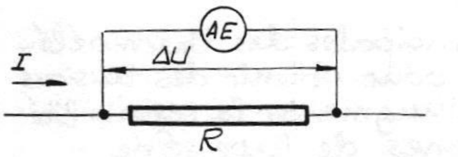
Fig. 9.12

Pour les plus perfectionnés types, la classe de précision est de 1 (c.c.) et 1,5 (c.a.), résistance intérieure jusqu'à 100 kΩ/V (c.c.), respectivement 20 kΩ/V (c.a.) et fréquence maximale de 10 à 20 kHz.

Les ampèremètres à redresseurs mécaniques sont peu repandus dans les laboratoires; on les utilise surtout en régime non-sinusoïdal, pour la détermination de k_f, des valeurs instantanées d'une grandeur périodique, etc. On les appele aussi vécteurmètres*

9.3.2 L'ampèremètre électronique (v. le voltmètre électronique)

Les ampèremètres „électroniques" sont en effet des voltmètres électroniques qui mésurent la tension aux bornes d'une résistance R, parcourue par le courant à mesurer (fig. 9.13), de tellefaçon que



$$I = \frac{\Delta U}{R} \qquad (9.45)$$

Fig. 9.13

et on peut réaliser une échelle divisée en unités de courant. Donne la possibilité de

* À cause de la possibilité de mesurer autant la phase, que la valeur efficace du courant.

mesurer le courant sans interrompre le circuit. Pour que la résistance intérieure de l'appareil n'influence pas sur le circuit de mesure (et sur la sensibilité), on utilise un circuit auxiliair à réaction négative. On arrive à mesurer des courants $\sim 10^{-10}$ A.

9.3.3 Mesure du courant avec l'oscilloscope cathodique

Si on applique aux plaques de déviation (vérticales p. ex.) d'un oscilloscope (voir. par. 8.2.2, T. 1) la tension ΔU prelevée sur une résistance connue R, parcourue par le courant I à mesurer, la déviation d' obtenue sur l'écran de l'oscilloscope est une mesure de ce courant (fig. 9.14)

$$I = \frac{\Delta U}{R} = \frac{1}{R}\frac{d}{2\sqrt{2}\,S} \qquad (9.46)$$

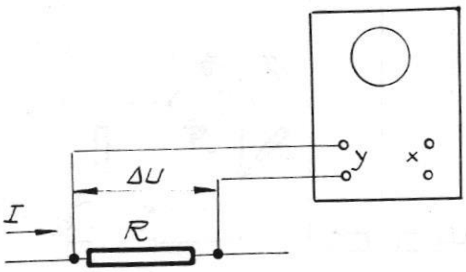


Fig. 9.14

où S [mm, cm/V] est la sensibilité de l'oscilloscope, pour l'amplification respective.

Si on ne connait pas la sensibilité, avant d'effectuer la mesure, on détermine la sensibilité à l'aide d'une tension connue, U_e, et de la déviation correspondante, d_e

$$S = \frac{d_e}{2\sqrt{2}\,U_e} \quad [mm, cm/V] \qquad (9.47)$$

La méthode a surtout un caractère informatif, mais permet la mesure du courant sans interrompre le circuit, dont les résistances sont connues (études des éléments d'un circuit en fonction, dépannages, etc). Très utile en HF et UHF à cause de la très grande impédance d'entrée ($\sim 1 \div 10^2\ M\Omega$) et de l'inertie pratiquement nulle du faisceau électronique.

9.3.4 L'ampèremètre magnétoélectrique avec thermocouple
Le bolomètre. Le photoampèremètre

L'ampèremètre magnétoélectrique associé avec un thermocouple constitue un ampèremètre thermoélectrique, très utile en HF, et jusqu'aujourd'hui le plus précis moyen de mesure de la valeur efficace du courant alternatif.

On ajoute aux caractéristiques principales des thermoéléments, présentées en par. 6.6 (T.1), que pour obtenir des tensions thermoélectriques plus grandes (donc d'augmenter la sensibilité de l'ensemble), on utilise des thermobatteries de type série – fig. 9.15.a pour les thermocouples de contact et fig. 9.15.b pour les thermocouples sans contact – ou des ponts de thermobatteries (fig. 9.15.c). Dans le premier cas, il faut séparer les circuits de chauffage (alternatif-I_a) de celui de mesure (continu – I_c), motif

pour lequel on place les inductances L_i (bloquage de la composante alternative dans le circuit de mesure) et les capacités C_i dans le circuit de chauffage (la composante continue est bloquée)

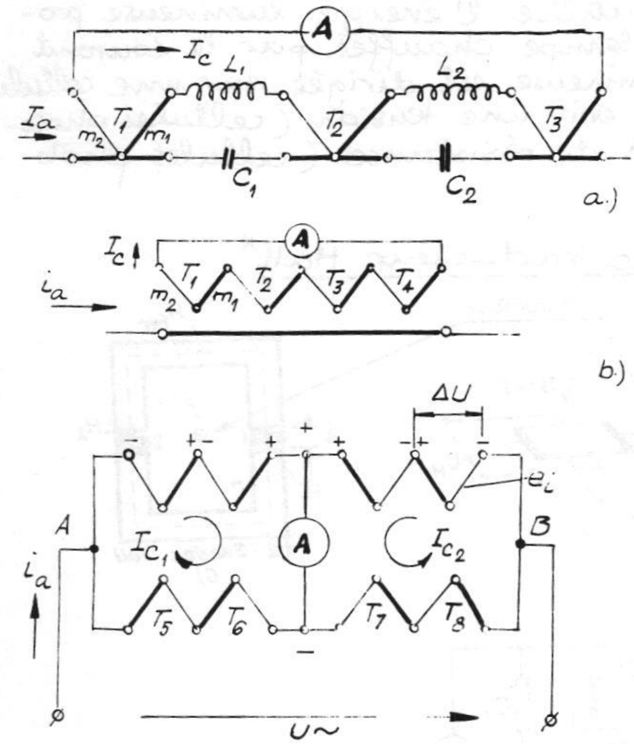


Fig. 9.15

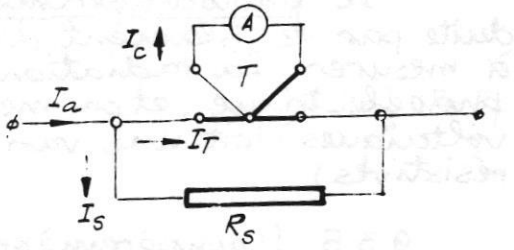


Fig. 9.16

Le schéma d'un ampèremètre thermoélectrique est présenté en fig. 9.16, où R_s est la résistance de shunt; la déviation de l'ampèremètre sera (cf. rel. 6.30)

$$\alpha = S_I k . I_a^2 = C_T I_a^2 \qquad (9.48)$$

où C_T est une constante qui caractérise le thermocouple et l'élément moteur. La résistance du thermocouple dépend de la température, donc l'échelle n'est pas parfaitement carrée, et l'erreur augmente rapidement dans la partie initielle de l'échelle.

L'ampèremètre thermoélectrique a un seul calibre, la classe 1,5 – 2,5 et ne supporte pas des surcharges (max. 20 ÷ 50% !) qui detruissent le thermocouple; la consommation propre est importante (0,5 ÷ 1,5 V), l'erreur de température et de fréquence est appréciable. Pourtant est très utile en HF et en régime non-sinusoïdal.

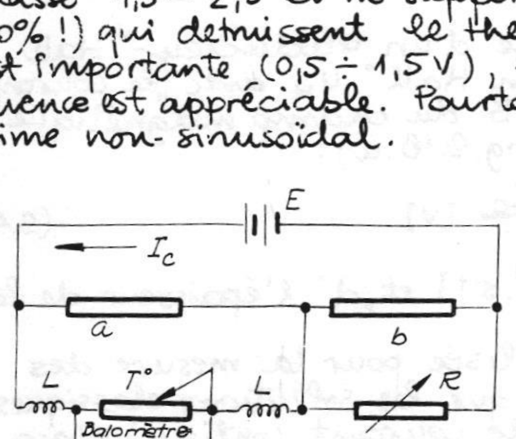


Fig. 9.17

Le bolomètre (fig. 9.17) utilise la variation de la résistance avec la température, d'un métal ou d'un semiconducteur (thermistor); la modification de la température suit au passage du courant à mesurer. La variation de la résistance est mesurée avec une méthode de pont (fig. 9.17). Pour isoler le circuit de mesure (qui fonctionne en continu) du circuit de HF (fréquence > 50 MHz), on

dispose les inductances L, pour isoler le pont par rapport au circuit de HF, respectivement les capacités C, lesquelles ne permettent pas à la composante continue de passer dans le circuit HF.

Le photoampèremètre utilise l'énergie lumineuse produite par le filament d'une lampe chauffée par le courant à mesurer. La radiation lumineuse est dirigée sur une cellule photoélectrique, et on mesure soit une tension (cellules photovoltaïques), soit une variation de résistance (cellules photorésistives)

9.3.5 L'ampèremètre avec traducteur Hall*

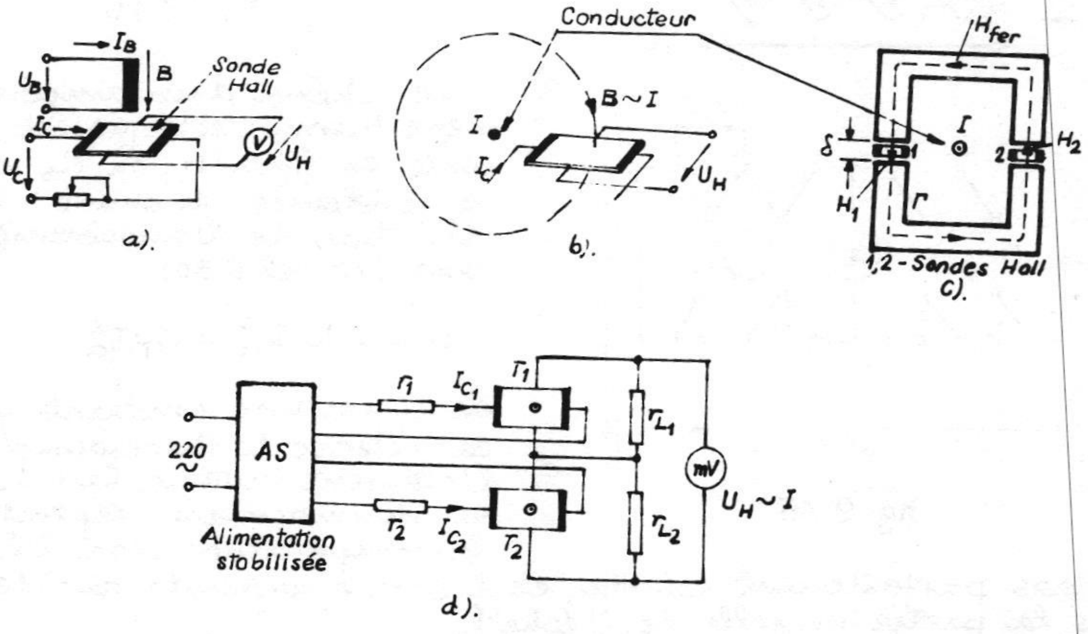


Fig. 9.18

La caractéristique principale d'un traducteur* Hall est la proportionnalité de la „tension Hall" U_H avec „le courant de commande" I_c et l'induction B du champ magnétique dans lequel on place la sonde (fig. 9.18.a):

$$U_H = R_H \frac{B \cdot I_c}{d} \ [V] \qquad (9.49)$$

où R_H est „la constante Hall $[m^3 \cdot A^{-1} \cdot s^{-1}]$ et „d" l'épaisseur de la sonde [m].

Cette propriété peut être utilisée pour la mesure des grands courants ($\sim 1 \div 10^2$ kA), vu que les sollutions classiques (grands shunts, transformateurs de courant continu), n'assurent pas les meilleures conditions pour cette mesure. On place la sonde Hall à la proximité du conducteur parcouru par le courant

* Traducteur ou sonde de Hall – dispositif basé sur l'effet Hall en semiconducteurs

a mesurer I, qui produit autour de ce conducteur un champ magnétique $B = c.I$, où c est une constante qui dépend de paramètres du conducteur et de la position relative conducteur-sonde. La tension Hall mesurée avec un milivoltmètre est une mesure du courant I (fig. 9.18.b)

$$U_H = R_H \frac{I_c}{d} c.I = c_H.I \tag{9.50}$$

où $c_H = c.R_H.I_c/d$ = constante pour une position conducteur-sonde donnée. Le système doit être étalonné pour chaque mesure et il est perturbé par les champs magnétiques extérieures.

Le montage avec deux sondes Hall en série, avec circuit magnétique en fer (fig. 9.18.c) élimine les désavantages de la méthode précédente. Le conducteur parcouru par le courant à mesurer I est entouré par le circuit magnétique, dont on choisit la forme et la pérmeabilité du matériel de telle façon que la somme $B_1 + B_2$ soit proportionnelle avec I. On écrit la loi du circuit magnétique pour la courbe Γ:

$$B_1 + B_2 = \frac{\mu_0}{\delta} I \left[1 - \frac{\int_\Gamma dl\, H_{fer}}{I} \right] \cong \frac{\mu_0}{\delta} I \tag{9.51}$$

quand on peut assurer $\frac{1}{I}\int_\Gamma dl\, H_{fer} < 10^{-3}$. Dans ce cas, la tension Hall totale sera

$$U_H = U_{H_1} + U_{H_2} = R_H \frac{I_c}{d}(B_1 + B_2) \cong c'_H.I \tag{9.52}$$

où $c'_H = R_H \frac{I_c}{d}.\frac{\mu_0}{\delta}$ est la constante de l'ensemble ; on a supposé en plus que les deux sondes sont identiques et le courant de commande I_c le même.

Dans la fig. 9.18.d on indique une autre possibilité de connexion des deux sondes: les résistances r_{L_1} et r_{L_2} sont des résistances de linearisation et avec r_1 et r_2 on règle les courants I_{c_1} et I_{c_2} en assurant la même constante Hall pour les deux sondes. On l'utilise pour la mesure d'un courant de 150 kA, ayant la classe 0,2 et une erreur supplémentaire de ±0,1%, pour une variation de la température de ±15°C.

9.4 Les méthodes de comparaison

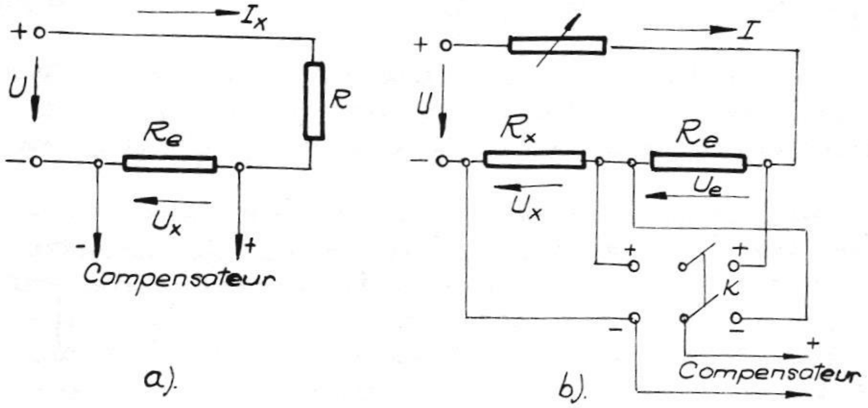
9.4.1 La mesure du courant avec le compensateur de c.c.

Le principe de la méthode consiste dans la mesure de la chute de tension U_x produite par le courant à mesurer I_x dans une

résistance étalon Re (fig. 9.19.a), quand on peut écrire

$$I_x = \frac{U_x}{R_e} \qquad (9.53)$$

Avec le schéma présenté en fig. 9.19.b, on peut déterminer le courant inconnu I et la résistance inconnue R_x à l'aide des deux mesures successives des chutes de tension U_e (sur R_e) et U_x (sur R_x), produites par le courant I:



a). b).

Fig. 9.19

$$\left.\begin{aligned} I &= \frac{U_e}{R_e} = \frac{U_x}{R_x} \quad \text{et} \\ R_x &= R_e \frac{U_x}{U_e} \end{aligned}\right\} \qquad (9.54)$$

9.4.2 Les logomètres

Ainsi comment on les a présentés dans les paragraphes 5.4 (magnétoélectrique) et 5.6 (électrodynamique), les logomètres sont des appareils dont la déviation dépend du rapport des deux courants I_1 et I_2 qui parcourent les deux bobines mobiles, c.à d., réalisent en fait la comparaison de ces courants. Bien que on a deduit les expressions particulières de la déviation d'équilibre pour chaqun de ces types (rel. 5.40, respéctivement 5.79), on indique ici un point de vue général pour la discussion de ces appareils.

Soient M_1 et M_2 les deux couples opposés de façon que à l'équilibre

$$M_1 + M_2 = 0 \qquad (9.55)$$

et suivant le type du logomètre, on peut écrire

$$\left.\begin{aligned} i_1 f(\alpha) + i_2 f(\alpha+\alpha_0) &= 0 \quad \text{et} \quad \frac{i_1}{i_2} = -\frac{f(\alpha+\alpha_0)}{f(\alpha)} = F(\alpha) \\ i_1^2 g(\alpha) + i_2^2 g(\alpha+\alpha_0) &= 0 \quad \text{et} \quad \frac{i_1}{i_2} = \sqrt{\frac{-g(\alpha+\alpha_0)}{g(\alpha)}} = G(\alpha) \end{aligned}\right\} \qquad (9.56)$$

où α_0 est l'angle constructif entre les deux bobines mobiles solidaires ; $f(\alpha)$ et $f(\alpha+\alpha_0)$, réspectivement $g(\alpha)$ et $g(\alpha+\alpha_0)$ dépendant de la répartition du champ magnétique dans l'entrefer. Connaissant l'un des courants, on peut mesurer (déterminer) l'autre.

——— x ———

CHAPITRE 10

MESURE de la QUANTITÉ d'ÉLECTRICITÉ.

10.1 Généralités

La mesure de la quantité d'électricité intervient d'habitude en deux situations :

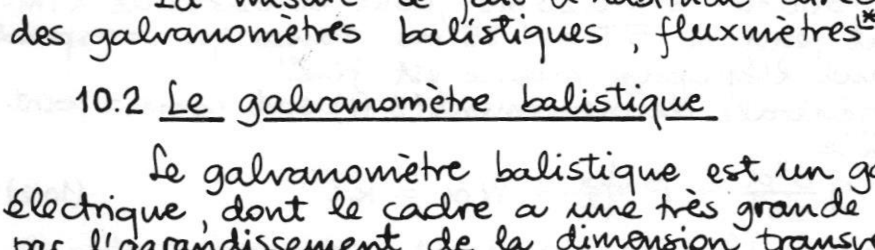
- la mesure directe d'une charge électrique (prise par ex. par un élément de circuit, tel qu'un condensateur)
- la mesure d'une quantité d'électricité correspondante à une grandeur physique, utilisant des traducteurs qui transforment cette grandeur en charge électrique. C'est le cas des certaines mesures magnétiques (B, Φ) et non-électriques

La mesure se fait d'habitude directement à l'aide des galvanomètres balistiques, fluxmètres* et des compteurs.

10.2 Le galvanomètre balistique

Le galvanomètre balistique est un galvanomètre magnéto-électrique, dont le cadre a une très grande inertie, realisée par l'agrandissement de la dimension transversale de la bobine par rapport à la dimension longitudinale (fig. 10.1.a), par l'augmentation du poids en la munissant de masselottes (fig. 10.1.b), etc. Le résultat est une période d'oscillation T_0 beaucoup plus grande que la durée du passage du courant (la quantité d'électricité à mesurer traverse la bobine sous forme de brève décharge, par exemple, la decharge d'un condensateur). Le mouvement de l'équipage mobile commence après le passage de l'impulsion de courant, avec la vitesse $\omega_0 = 2\pi/T_0$. Donc on distingue deux étapes dans le fonctionnement du galvanomètre balistique :

a). Pendant le passage du courant, $i \neq 0$, donc $M \neq 0$; équipage mobile fixe, $\alpha = 0$.



1 - bobine ; 2 - aimant ; 3 - suspension ; 4 - miroir ; 5,6 - tige avec masselottes

Fig. 10.1

*) V. chapitre 20 "Mesure des grandeurs magnétiques"

b) Après le passage du courant, $i=0$, donc $M=0$ et $\alpha \neq 0$, c.à.d., l'équipage mobile commence a se mouvoir d'une manière apériodique ou oscillatoire amortisée.

Avant de commencer l'étude du mouvement de l'équipage mobile, on va analyser un exemple significatif : la charge et la decharge d'un condensateur (fig. 10.2.a - le schéma de mesure et fig. 10.2.b - la courbe de charge). L'aire de la courbe réelle en fig. 10.2.b correspond à la quantité d'électricité avec laquelle le condensateur C s'est chargé sous la tension E.

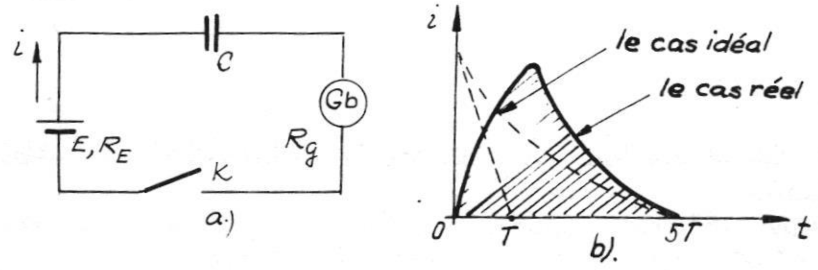


Fig. 10.2

$$\int_0^{\infty} i\,dt = Q = CE \qquad (10.1)$$

Si $T = RC$ est la constante de temps du circuit RC, on peut apprécier que la durée du passage du courant ne depasse pas environ 5T. Pour un cas concret, $C = 0{,}5\ \mu F$, $R = R_E + R_g = 500\,\Omega$ resulte que $T = 0{,}5.500.10^{-6}\,s = 0{,}25\,ms$, donc la durée de l'impulsion de courant, environ $5T = 1{,}25\,ms$, temps qui correspond à l'étape a). quand l'équipage mobile est fixe*.

L'équation générale de mouvement (9.11) sert comme point de depart de l'étude

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + P\frac{d\alpha}{dt} + W.\alpha = k\,i \qquad (10.2)$$

où $k = n\,\Phi_0$, Φ_0 étant le flux de l'aimant permanent et n le nombre de spires de la bobine.

Dans la première étape, l'équipage mobile est soumis sous l'action des couples moteur et d'inertie, quand (10.2) devient:

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} = k.i \qquad (10.3)$$

L'intégrale de (10.3), de $t=0$ à $t=\tau$, donne (tenant compte que $\alpha_0 = \alpha_\tau = 0$)

$$\left.\frac{d\alpha}{dt}\right|_0 = \omega_0 = \frac{k}{J}\,Q \qquad (10.4)$$

parce que $\left.\frac{d\alpha}{dt}\right|_\tau = 0$; la conclusion est que la vitesse ω_0 est proportionnelle avec la quantité d'électricité Q

Dans la deuxième étape, après le passage du courant, $i = 0$ et l'équation (10.2) devient

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + P\frac{d\alpha}{dt} + W.\alpha = 0 \qquad (10.5)$$

* Pour illustrer d'avantage, comparez la valeur de T_0 pour le balistique (tableau 9.2) avec $5T \Rightarrow T_0 = 18\,s \gg 5T = 1{,}25.10^{-3}\,s$

Après intégration de $t = \tau$ à $t = \infty$ on obtient les déviations dans chaque régime d'amortissement, comme suit :

- régime oscillatoire amorti, $\beta < 1$

$$\left.\begin{aligned} \alpha &= \frac{k}{J} Q \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\omega_0\sqrt{1-\beta^2}} \sin\left(\sqrt{1-\beta^2}\,\omega_0 t\right) \quad \text{et} \\ \alpha_m &= \frac{k}{J\omega_0} Q\, e^{-\frac{\beta}{\sqrt{1-\beta^2}} \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}} \end{aligned}\right\} \tag{10.6}$$

où α_m représente la déviation maximale (la première) du galvanomètre balistique

- régime apériodique amorti $\beta > 1$

$$\alpha = \frac{k}{J} Q \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\omega_0\sqrt{\beta^2-1}} \operatorname{sh}\left(\sqrt{\beta^2-1}\,\omega_0 t\right) \tag{10.7}$$

- régime apériodique critique $\beta = 1$

$$\alpha = \frac{k}{J} Q t e^{-\omega_0 t} \tag{10.8}$$

La conclusion évidente, est que la déviation est proportionnelle avec la quantité d'électricité Q, pour la mesure de laquelle on utilise d'habitude la première déviation maximale, α_m, de l'équipage mobile, appelée „<u>déviation balistique</u>". A la limite du régime oscillatoire la déviation balistique est la plus grande.

La <u>sensibilité balistique</u> S_b représente la déviation de l'équipage mobile en „mm." sur une échelle située à 1m. quand passe une quantité d'électricité de 1µC

$$S_b = S_I \frac{2\pi}{T} = \frac{\alpha_m}{Q} \tag{10.9}$$

où $S_I = \frac{k}{W}$ représente la sensibilité de courant. La <u>constante balistique</u> C_b est

$$C_b = \frac{Q}{\alpha_m} = \frac{W}{\omega_0 k} = C_I \frac{T_0}{2\pi} \tag{10.10}$$

où $C_I = S_I^{-1}$.

A la limite du régime oscillatoire, pour $\rho = \pi$ (voir. par. 9.2.2) on obtient pour la sensibilité balistique

$$S_{b(\rho=\pi)} = \frac{\alpha_{m(\rho=\pi)}}{Q} \cong 1{,}235 \frac{k\omega_0}{W}\frac{1}{e} \cong 1{,}235\, S_{b(\beta=1)} \tag{10.11}$$

où

$$S_{b(\beta=1)} = \frac{\alpha_{m(\beta=1)}}{Q} = \frac{k\omega_0}{W}\frac{1}{e} = S_I \frac{\omega_0}{e} \tag{10.12}$$

est la sensibilité balistique pour le régime critique. On remarque qu'à la limite du régime oscillatoire ($\rho = \pi$), la déviation maximale $\alpha_{m(\rho=\pi)}$ est de 1,235 fois plus grande que dans le cas critique (v. aussi la fig. 9.8)

Si on compare les relations (10.6) – (10.12), avec les expressions de la sensibilité de courant et de tension S_I et S_U, présentées en ch. 9 (rel. 9.21 – 9.28), on constate que S_b dépend de ω_0 et de β, ainsi comment on peut remarquer dans les courbes données en fig. 10.3 (variation de la sensibilité balistique – fig. 10.3.a – et variation de la durée de la déviation balistique – fig. 10.3.b – fonction de β)

A cause de ce comportement, c.à.d. de la dépendence $S_b = f(\beta)$, le galvanomètre balistique doit être étalonné ensemble avec le shunt utilisé (fig. 10.4), quand on peut écrire (u, i, i_1 sont des valeurs instantanées:

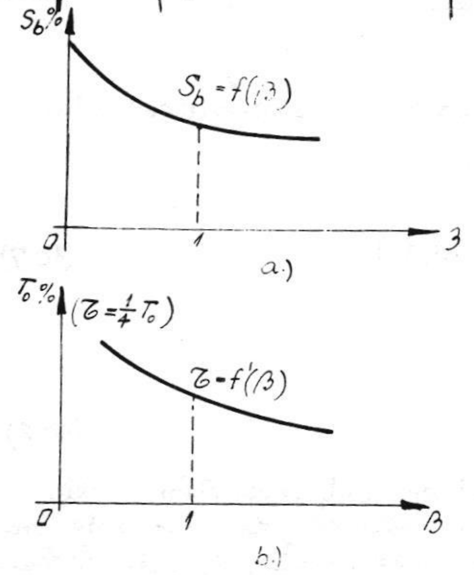


Fig. 10.3

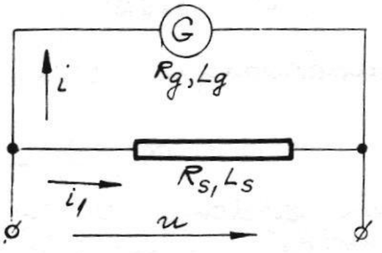


Fig. 10.4

$$R_s i_1 + L_s \frac{di_1}{dt} = R_g i + L_g \frac{di}{dt} + n\Phi \frac{d\alpha}{dt} \qquad (10.13)$$

où Φ est le flux de l'aimant permanent et n le nombre de spires de la bobine mobile. Si on note avec Q la quantité d'électricité qui passe par le galvanomètre et avec Q_t la charge totale, on observe que les charges sont distribuées inversement proportionnel avec les résistances du shunt et du galvanomètre, à savoir:

$$Q = Q_t \frac{R_s}{R_s + R_g} \qquad (10.14)$$

Pour l'étalonnage du galvanomètre balistique on utilise le schéma 10.5, où les résistances R_1 et R_2 permettent de choisir l'amortissement β; en même temps, la sensibilité balistique S_b, donc la constante balistique C_b, dépend de la valeur de R_2. Quand le condensateur C (préalablement chargé avec la quantité d'électricité $Q_t = CE$) est dechargé, la quantité d'électricité qui passe par l'appareil sera

$$Q = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_g} CE = \alpha C_b \qquad (10.15)$$

d'où on trouve C_b fonction des éléments du circuit et de la déviation.

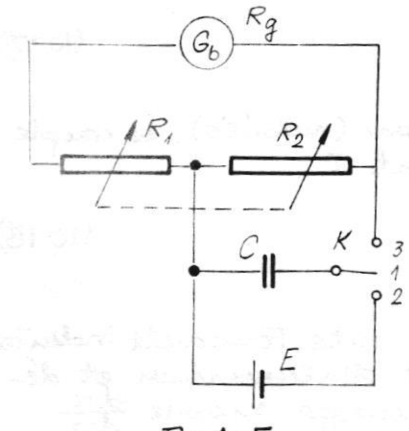


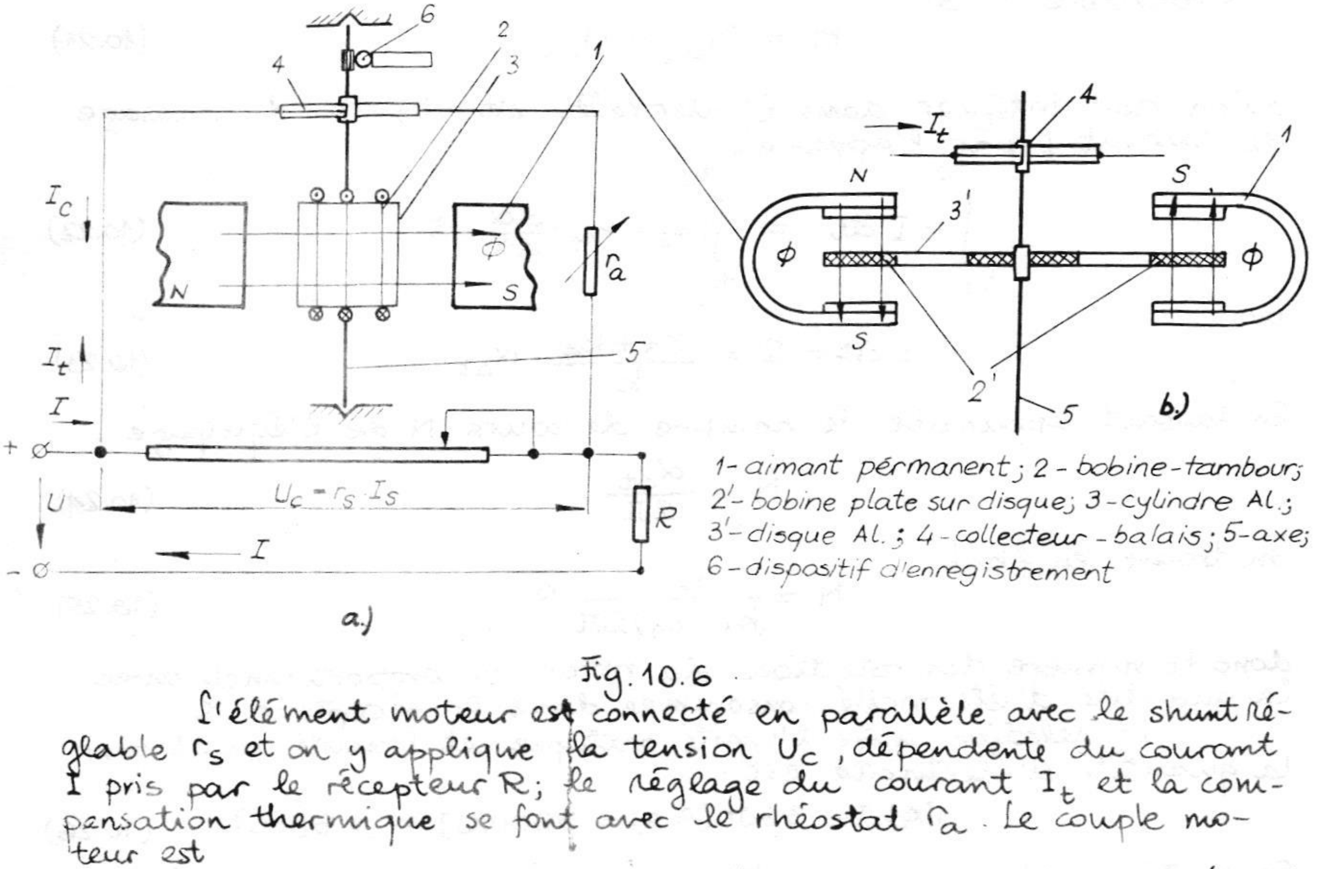
Fig. 10.5

Si R_1, R_2, C et E ne sont pas connus avec précision suffisante, on préfère la détermination, d'abord de la constante de courant C_I et puis de la C_b, à l'aide de la relation (10.10)

10.3 Compteurs d'électricité

10.3.1 Le compteur magnétoélectrique

Un compteur de quantité d'électricité est, en principe, constitué par un élément moteur dont le couple moteur est proportionnel au courant qui le traverse et qui, au lieu d'être soumis à un couple de rappel (résistant) proportionnel à la déviation de type W.α, est soumis à un couple de rappel proportionnel à la vitesse de rotation (équilibrage dynamique de type 5.3 – Volume 1). Dans ce cas, avec l'élément moteur magnétoélectrique, on construit deux types de compteurs : avec le rotor-tambour (fig. 10.6.a) et avec le rotor-disque (fig. 10.6.b)



1- aimant permanent; 2 - bobine-tambour; 2'- bobine plate sur disque; 3 - cylindre Al.; 3'- disque Al.; 4 - collecteur - balais; 5 - axe; 6 - dispositif d'enregistrement

Fig. 10.6

L'élément moteur est connecté en parallèle avec le shunt réglable r_s et on y applique la tension U_c, dépendente du courant I pris par le récepteur R; le réglage du courant I_t et la compensation thermique se font avec le rhéostat r_a. Le couple moteur est

$$M = k_1 \Phi I_t \tag{10.16}$$

où Φ = constant et le courant I_t peut être exprimé comme suit:

$$I_t = \frac{U_c}{r_t + r_a} = \frac{r_s I_s}{r_t + r_a} = k_2 . I \tag{10.17}$$

où r_t est la résistance des bobines de tension (mobiles). Le couple moteur sera donc proportionnel avec le courant I

$$M = k_1 \Phi k_2 I = k . I \tag{10.18}$$

Le couple resistant a deux composantes:

– l'une causée par l'interaction flux – courants Foucault induits dans le cylindre, respéctivement le disque d'aluminium et dépendante de la vitesse de rotation de l'équipage mobile $\frac{d\alpha}{dt}$

$$M_{\alpha_1} = k_3 \frac{d\alpha}{dt} \tag{10.19}$$

– l'autre causée par la force contra-électromotrice induite dans la bobine de tension, qui produit le courant I_c opposé au courant I_t

$$M_{\alpha_2} = k_4 \frac{d\alpha}{dt} \tag{10.20}$$

A l'équilibre on a

$$M = M_{\alpha_1} + M_{\alpha_2} \tag{10.21}$$

qu'on doit intégrer dans l'intervalle $\Delta t = t_2 - t_1$ du passage du courant I par l'appareil

$$\int_{t_1}^{t_2} k I \, dt = \int_{t_1}^{t_2} (k_3 + k_4) \frac{d\alpha}{dt} \, dt \tag{10.22}$$

ou

$$I . \Delta t = Q = \frac{k_3 + k_4}{k} . \alpha_{\Delta t} \tag{10.23}$$

En faisant apparaitre le nombre de tours N de l'équipage

$$N = \frac{\alpha_{\Delta t}}{2\pi} \tag{10.24}$$

on trouve en final

$$N = \frac{k}{(k_3 + k_4) 2\pi} Q \tag{10.25}$$

donc le nombre des rotations du rotor est proportionnel avec la quantité d'électricité consommée dans le récepteur R.

La relation entre l'unité pratique et l'unité en SI pour la quantité d'électricité est:

$$1[A.h] = 3600[A.s] = 3600[C] = 3,6[kC] \tag{10.26}$$

En pratique s'appele „ <u>compteur d'ampéres-heures</u>" et on l'utilise dans les installations d'électrolyse, de chargement des accumulateurs, dans la traction électrique, etc.

10.3.2 Le compteur électrolytique

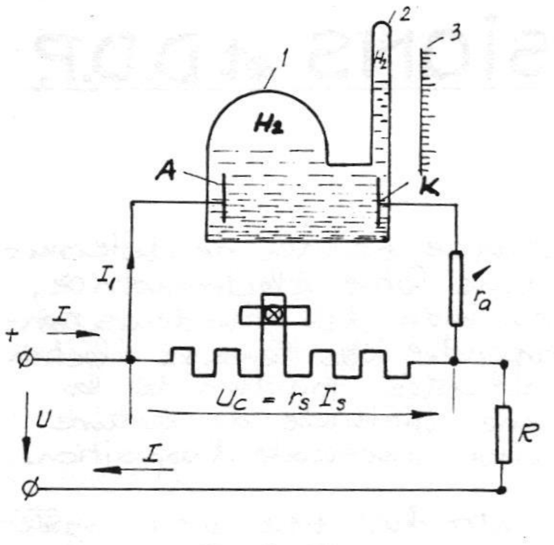


Fig. 10.7

Cet appareil est en effet un type de volta-mètre, dans lequel la détermination de la quantité d'électricité est faite fonction du poids ou du volume de la substance décomposée par l'électrolyse.

Sont de deux types : avec mercure et avec hydrogène (fig 10.7). Dans le cas du dernier, l'hauteur de la colonne d'hydrogène qui résulte après électrolyse est une mesure de la quantité d'électricité passée par le récepteur R.

L'appareil est composé d'un recipient 1 de forme spéciale partiellement rempli avec l'électrolyte dont la conductibilité est assurée par l'acide phosphorique, qui ne se décompose pas pendant l'électrolyse ; l'anode A et la cathode K sont connectées dans le circuit du récepteur par l'intermédiaire de r_a et r_s, qui jouent le même rôle que dans le cas précedent (par. 10.3.1 et fig. 10.6). L'hauteur de la colonne de hydrogène qui s'accumule dans le tube de mesure 2 est repérée sur l'échelle graduée 3.

Dans l'éspace anodique la pression est constante, à cause de la récombinaison d'une quantité d'hydrogène avec l'oxygène résultant par l'électrolyse ; cette quantité est égale avec celle qui résulte par l'électrolyse au cathode.

L'échelle est uniforme, assurée par la constance de la quantité et de la composition du système liquide-gaz. Le retour à l'état initial se fait par le renversement de l'appareil, quand le tube de mesure 2 se remplit d'électrolyte, pendant que l'hydrogène passe dans l'éspace anodique.

Sont invariables en temps et à cause d'un seuil de sensibilité très petit, sont utilisés pour la mesure de petites charges

——— x ———

CHAPITRE 11

MESURE des TENSIONS et D.D.P.

11.1 Généralités

La mesure de la tension électrique permet de déterminer une différence de potentiel ou une force électromotrice, donc des grandeurs électriques, ou bien, des grandeurs non-électriques auxquelles on fait correspondre des tensions électriques à l'aide des transducteurs adaptés. Fonction de la précision desirée on utilise soit une méthode de lecture directe (p. ex. un voltmètre), soit une méthode d'opposition (p. ex. compensateur)

L'utilisation du voltmètre introduit une erreur systématique dans la mesure de la tension à cause de la consommation propre d'énergie de l'appareil (fig. 11.1.b). Le réseau électrique avec deux bornes (fig. 11.1.a), est équivalent d. p. d. v. du théorème de Thévènin, à une source de f.é.m. U_o (circuit ouvert) et de résistance R_i (impédance Z_i en alternatif). Le voltmètre de résistance R_V (impédance Z_V) connecté aux bornes, est parcouru par un courant I (ou I_{eff})

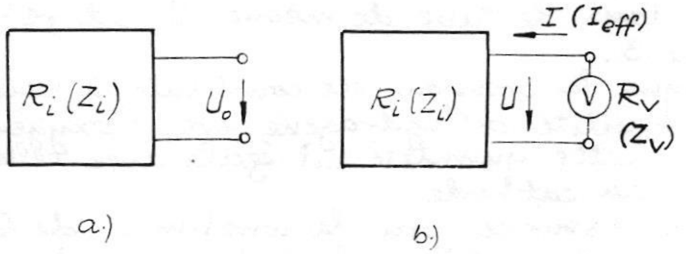


Fig. 11.1

$$\left.\begin{aligned} I &= \frac{U_o}{R_i + R_V} \quad \text{ou} \\ I_{eff} &= \frac{U_{oeff}}{|Z_V + Z_i|} \end{aligned}\right\} \quad (11.1)$$

et va mesurer la tension U, respectivement U_{eff}

$$U = R_V I = \frac{R_V}{R_V + R_i} U_o \quad \text{ou} \quad U_{eff} = \frac{|Z_V|}{|Z_V + Z_i|} U_{oeff} \qquad (11.2)$$

donc l'erreur systématique sera

$$\varepsilon_V = \frac{U - U_o}{U_o} = \frac{-R_i}{R_V + R_i} \quad \text{ou} \quad \frac{U_{eff} - U_{oeff}}{U_{oeff}} = \frac{|Z_V|}{|Z_V + Z_i|} - 1 \qquad (11.3)$$

On observe que l'erreur diminue d'autant quant la résistance du voltmètre R_V (Z_V) est plus grande que la résistance de la source, et la grandeur du rapport R_V/R_i, respectivement Z_V/Z_i est déterminante dans le choix du voltmètre ($R_V \gg R_i$).

11.2 La mesure directe de la tension

11.2.1 Le voltmètre magnétoélectrique

Pour mesurer la tension électrique, l'élément moteur magnétoélectrique (par. 5.4 - T.1) est connecté en parallèle en circuit (fig. 11.2.a), ainsi que la chute de tension aux bornes de l'appareil sera

$$U_V = I_V \cdot r_V \qquad (11.4)$$

où r_V est la résistance intérieure du voltmètre magnétoélectrique. La déviation de l'appareil sera (v. rel. 5.35)

$$\alpha = S_I I_V = S_I \frac{U_V}{r_V} = S_U . U_V \qquad (11.5)$$

donc proportionnelle avec la tension. L'appareil est donc un voltmètre, l'échelle peut être divisée en unités de tension, et la sensibilité de tension S_U est donnée par la relation

$$S_U = \frac{1}{r_V} S_I \quad [div/V] \qquad (11.6)$$

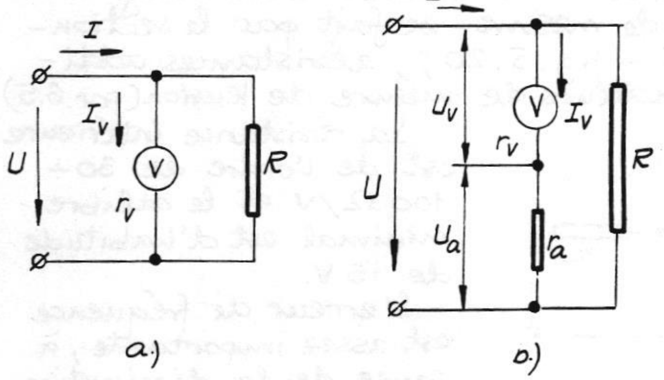


Fig. 11.2

La valeur de U_V est de l'ordre de 0,1 V, motif pour lequel il faut ajouter, en série, une résistance additionnelle r_a, pour que l'ensemble $r_V + r_a$ donne la possibilité de mesurer des tensions $U > U_V$.

Le calcul de r_a a été présenté dans le chapitre 6, Tome 1 du cours; le schéma de principe est donné en fig. 11.2.b.

L'extension des limites de mesure se fait aussi avec des diviseurs de tension (v. ch. 6, T.1).

Puisque la résistance additionnelle est réalisée en manganine, et d'habitude $r_a \gg r_V$, la compensation thermique par la résistance additionnelle même, est suffisante pour les voltmètres industriels (si $r_V < r_a$, les petites variations de r_V - bobine, ressorts - seront d'autant plus petites que r_a). Pour les voltmètres de laboratoire on utilise des schémas de compensation thermique comme celui donné en fig. 9.2

La qualité du voltmètre s'exprime par la valeur de la résistance pour 1V, les valeurs usuelles étant:

- 100 ÷ 300 Ω/V - voltmètres industriels
- 300 ÷ 1000 Ω/V - voltmètres de laboratoire
- ~ 20 kΩ/V - exécutions spéciales

On construit des volt-ampèremètres de courant continu ou continu et alternatif, avec plusieurs sensibilités, en choisissant convenablement les shunts et les résistances additionnelles.

Les qualités et les propriétés ont été présentés dans le par. 5.4 (chapitre 5 – T.1), où on a étudié l'élément moteur magnéto-électrique.

11.2.2 Le voltmètre électromagnétique (ferromagnétique)

Si on fait la connexion de l'élément moteur électromagnétique en parallèle dans le circuit où on veut mesurer la tension, le courant i_V qui va passer par l'appareil est

$$i_V = \frac{U}{|Z_V|} \qquad (11.7)$$

où Z_V est l'impédance de l'élément moteur; la déviation, de type (5.43) sera (fig. 11.3.a)

$$\alpha = \frac{i_V^2}{2W}\frac{dL}{d\alpha} = \frac{1}{2W}\left[\frac{U}{|Z_V|}\right]^2\frac{dL}{d\alpha} = \frac{U^2}{2WZ_V^2}\frac{dL}{d\alpha} = f(U^2) \qquad (11.8)$$

donc proportionnelle avec le carré de la tension à mesurer, l'appareil étant par conséquant un voltmètre électromagnétique. L'extension des limites de mesure se fait par le sectionnement de la bobine (par. 5.5 – fig. 5.20), résistances additionnelles (fig. 11.3.b) ou transformateurs de mesure de tension (par. 6.5)

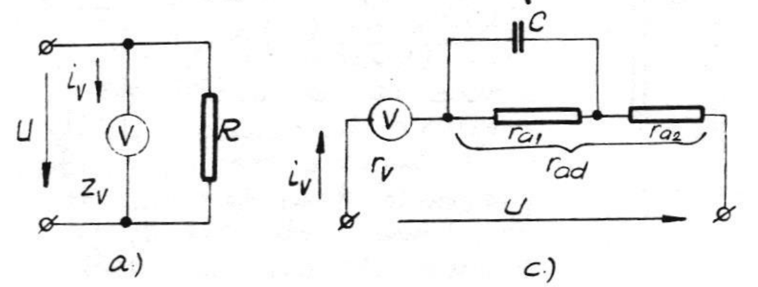
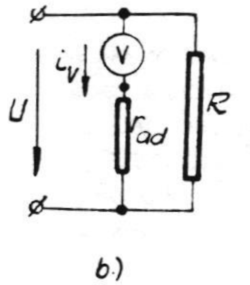


Fig. 11.3



La résistance intérieure est de l'ordre de 30 ÷ 100 Ω/V et le calibre minimal est d'habitude de 15 V.

L'erreur de fréquence est assez importante, à cause de la diminution du courant par l'appareil (quand ω↑, X_L et Z_V↑ et donc I_V↓); la compensation se fait avec une capacité de shunt partiel de la résistance additionnelle (fig. 11.3.c).

Les limites de mesure sont comprises entre 15 V et 600 V; au dessus, on utilise les transformateurs de mesure de tension et voltmètres électromagnétiques de 100 V. La consommation propre est importante (3 ÷ 20 VA) et la précision comprise entre les classes 1,5 ÷ 2,5 (industriels, de tableau) et 0,2 (rare) ÷ 0,5 ÷ 1 (portatifs).

Les propriétés générales ont été présentées dans le par. 5.5 où on a étudié l'élément moteur électromagnétique.

11.2.3 Le voltmètre électrodynamique (ferrodynamique)

L'utilisation de l'élément moteur électrodynamique comme voltmètre a été présentée dans le chapitre 5 du 1er Tome (par. 5.6.b - continu ; 5.6.e - alternatif ; schéma - fig. 5.24 ; déviations d'équilibre - relations 5.54 et 5.66, qu'on les reprend ci-dessous):

$$\alpha_c = \frac{U^2}{WR_V^2}\frac{dM_{12}}{d\alpha} = f(U^2) \qquad (5.54')$$

$$\alpha_a = \frac{U_{eff}^2}{WZ_V^2}\frac{dM_{12}}{d\alpha} = f(U_{eff}^2) \qquad (5.66')$$

L'extension des limites de mesure se fait avec des résistances additionnelles (fig. 5.24) ou des transformateurs de mesure de tension ($U > 750$ V, alternatif).

L'erreur de température compte surtout pour les petites tensions, quand la résistance additionnelle est petite; le calibre minimal pour les voltmètres électrodynamiques est de 30V. L'erreur de fréquence se corrige de même façon que pour le voltmètre électromagnétique (fig. 11.3.c).

La précision est très grande (classe 0,2 et même 0,1) et la résistance intérieure de 500 à 1000 Ω/30V. La limite de fréquence est située à env. 500 ÷ 800 Hz et la consommation propre de 10-20 VA. Les voltmètres de laboratoire ont d'habitude plusieurs calibres (ex. 0 - 75 - 150 - 300 - 450 V)

11.2.4 Le voltmètre électrostatique. L'électromètre.

L'élément moteur électrostatique présenté dans le par. 5.8 (Tome 1) est utilisé d'habitude pour la mesure des tensions, sous la forme du voltmètre électrostatique, dont la déviation d'équilibre est en général

$$\alpha = \frac{dC}{d\alpha} f(U^2) \qquad (11.9)$$

où C est la capacité du système (fig. 5.37).

L'extension des limites de mesure se fait avec capacités additionnelles (fig. 11.4.a), diviseurs capacitifs (fig. 11.4.b et 6.8), ou, en courant continu, avec diviseurs résistifs de grande résistance (11.4.c)

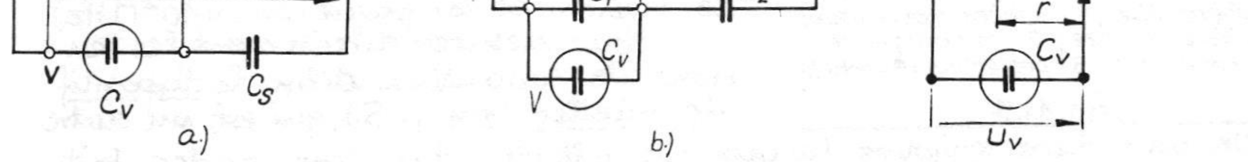


Fig. 11.4

Dans le cas de la capacité additionnelle (fig. 11.4.a), on peut écrire*

$$U = U_V + U_S \quad \text{et} \quad nU_V = U_V + U_S \tag{11.10}$$

où $n = \frac{U}{U_V}$ est le facteur de multiplicité (voir aussi le par. 6.4); tenant compte de la conservation de la charge, on a

$$n\frac{Q}{C_V} = \frac{Q}{C_V} + \frac{Q}{C_S} \tag{11.11}$$

d'où, après simplification et réarrangement des termes on obtient

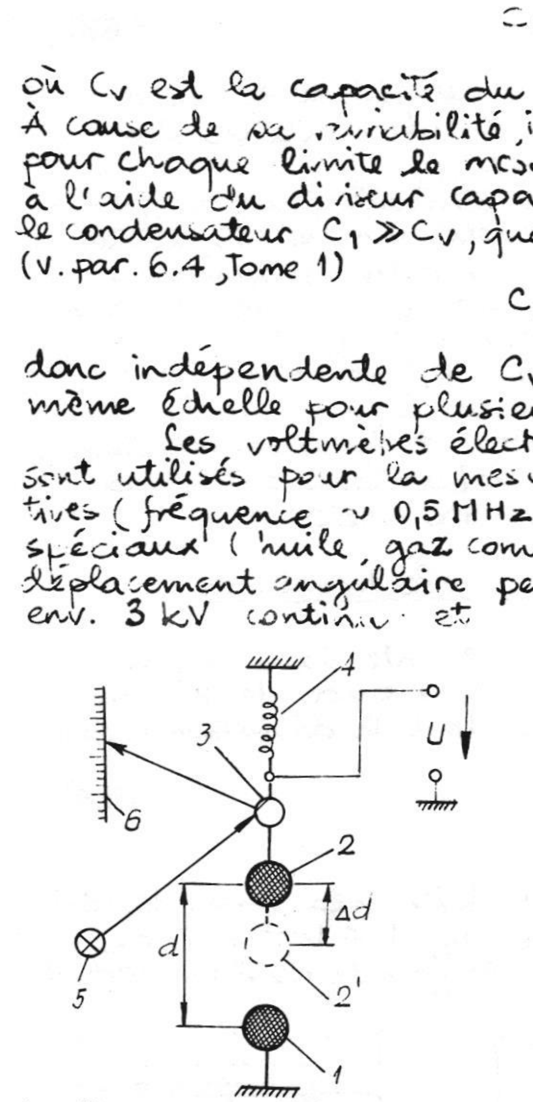
$$C_S = \frac{C_V}{n-1} \tag{11.12}$$

où C_V est la capacité du voltmètre électrostatique, variable. À cause de sa variabilité, il faut construire une échelle propre pour chaque limite de mesure (calibre). On élimine cet inconvénient à l'aide du diviseur capacitif (fig. 11.4.b et fig. 6.8); on choisit le condensateur $C_1 \gg C_V$, quand on a avec une bonne approximation (v. par. 6.4, Tome 1)

$$C_2 \cong \frac{C_1}{n-1} \tag{11.13}$$

donc indépendente de C_V, fait qui permet l'utilisation de la même échelle pour plusieurs calibres.

Les voltmètres électrostatiques avec déplacement linéaire sont utilisés pour la mesure des tensions continues et alternatives (fréquence ~ 0,5 MHz) jusqu'au 100 kV; avec diélectriques spéciaux (huile, gaz comprimés) jusqu'au 180 kV. Ceux avec déplacement angulaire permettent la mesure des tensions de env. 3 kV continu et alternatif (~10 MHz), mais à cause du couple moteur reduit on utilise la construction multicellulaire (fig. 5.37.b). La classe de précision est de env. 1,5 et une consommation très reduite, pratiquement nulle en continu et alternatif BF.



1 - sphère fixe; 2 - sphère mobile (repos) 2' - sphère attirée; 3 - miroir; 4 - ressort helicoïdal; 5 - projecteur; 6 - échelle

Fig. 11.5

Les erreurs supplémentaires de température et l'influence du champ magnétique extérieur sont négligeables; le voltmètre électrostatique a un écran contre le champ électrique extérieur. Les déviations ne sont pas influencées par la forme de la courbe de tension et la fréquence (~10^2 MHz).

Pour mesurer directement les tensions de 1000 kV, on utilise le dispositif de Hüetter (fig. 11.5), qui est un autre

* On considere toujours la capacité idéale, donc sans pertes, fait qui permet d'utiliser un appareil mathématique simplifié.

type de voltmètre électrostatique. La sphère fixe 1 est reliée à la terre et l'autre, mobile 2(2'), est chargée au potentiel U et va se déplacer à cause de la force d'attraction électrostatique avec $\Delta d = U^2/d^2$; les lectures se font avec une méthode de reflexion (projécteur 5, miroir 3, échelle translucide 6)

<u>L'électromètre absolu (Kelvin)</u> permet d'effectuer des mesures absolues de tension (fig. 11.6). La tension U est appliquée entre les armatures fixe 1 et mobile 2, qu'on réalise avec anneau de garde 3. L'ensemble est placé en gaz comprimé à 20-30 at. et le couple résistant est réalisé avec des poids marqués 6. Quand on applique la tension, les armatures s'attirent et la distance x entre elles va se modifier avec dx, qui constitue une mesure de la tension U, donc

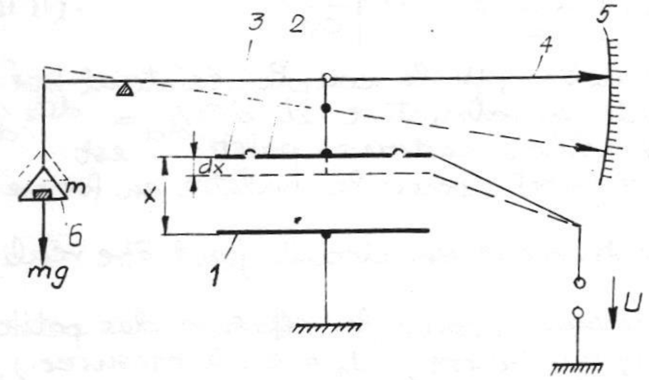


Fig. 11.6

$$U = \sqrt{\frac{2mg\,\varepsilon_r}{S}}\;x \qquad (11.14)$$

où $g = 9{,}81\ m.s^{-2}$, ε_r est la pérmitivité relative du diélectrique et S la surface commune des armatures. L'échelle 5 est divisée en V_{abs}.

<u>L'électromètre à cadrans</u> (<u>galvanomètre électrostatique</u>) est construit sur le principe de l'élément moteur électrostatique avec la surface des armatures variable: il est composé de quatre cadrans fixes 1,2,3 et 4 (fig. 11.7.a) connectés entr-eux et une palette

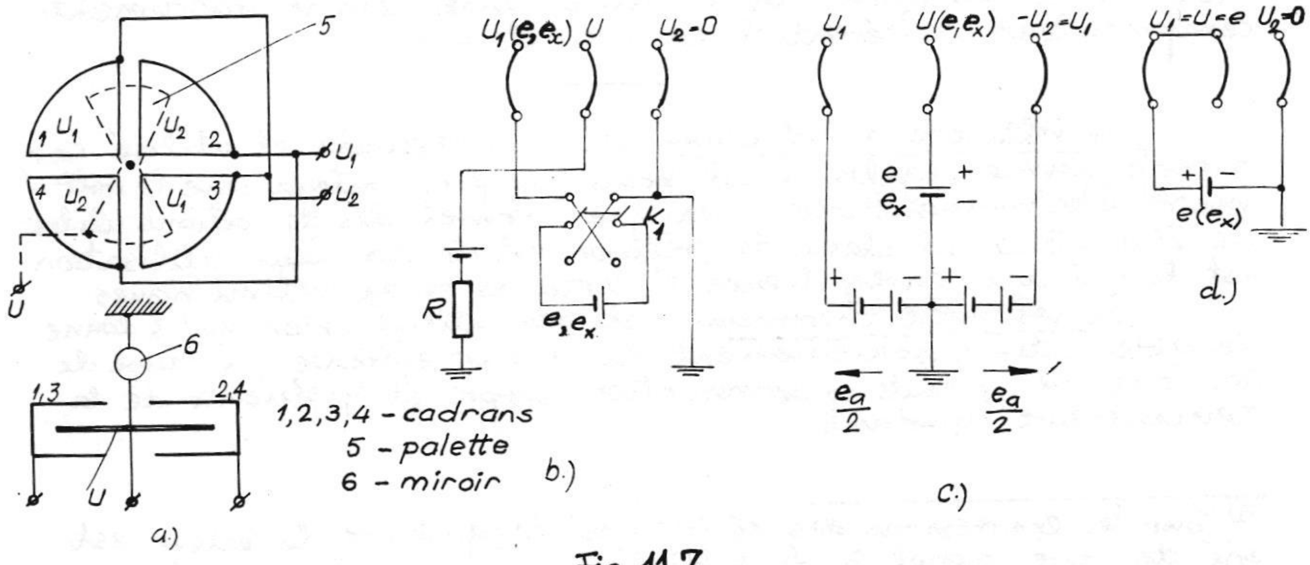


Fig. 11.7

mobile 5 suspendue à un fil de torsion. L'énergie du système de condensateurs C_1 (cadrans 1,3 – palette) et C_2 (cadrans 2,4 – palette) est

$$W_c = C_1\frac{(U-U_1)^2}{2} + C_2\frac{(U-U_2)^2}{2} \qquad (11.15)$$

et la déviation d'équilibre resulte après calculs

$$\alpha = \frac{k}{W}(U_1-U_2)\left[\frac{U_1+U_2}{2} - U\right]\frac{dC_1}{d\alpha} \qquad (11.16)$$

où U est le potentiel de la palette, W le couple résistant spécifique du fil, k une constante constructive et $dC_1/d\alpha = -dC_2/d\alpha$ puisque la somme des surfaces actives cadrans-palette est constante ; en plus $dC/d\alpha = \text{const.}$, pour la palette en forme de secteur circulaire.

La connexion de l'électromètre en circuit peut être réalisée en trois modes*:

- montage hétérostatique (Thomson), pour la mesure des petites tensions (fig. 11.7. b), quand $U_2 = 0$ (terre), $U_1 = e$ (à mesurer), U est connue.
- montage homostatique (Mascart), quand les cadrans fixes ont le même potentiel $|U_1| = |-U_2|$ en valeur absolue (fig. 11.7.c) et la tension à mesurer e s'applique à la palette mobile
- montage idiostatique (Joubert), quand on renonce à la source supplémentaire, $U_2 = 0$ (un cadran connecté à la terre) et les autres, en commun, sont connectés à la tension à mesurer e, $U = U_1 = e$ (fig. 11.7.d). Cette dernière méthode s'utilise aussi en alternatif.

Les électromètres permettent la mesure des tensions de plusieurs milliers de volts en continu et alternatif (jusqu'à 10 MHz), ayant une très faible consommation. Dans les dernières années ils sont de plus en plus utilisés aussi en industrie, suite au développement de la télévision ; on l'utilise aussi comme instrument comparateur différentiel en c.c. et c.a.

Le voltmètre à induction est peu repandu et utilisé car, à performances égales, il est beaucoup plus couteux que le voltmètre électromagnétique, bien que permet des déviations utiles de 250° ÷ 320°. La classe de précision est de 2,5. Leur utilisation est limité aux enregistreurs et certains relais voltmétriques

Le voltmètre thermique est peu utilisé, bien qu'il donne en alternatif rigoureusement la valeur efficace, à cause de sa fragilité, grande consommation propre et influence de la température ambiante.

---

*) Pour les expressions des déviations d'équilibre, le lecteur est prié de faire appel à la bibliographie indiquée en fin d'ouvrage.

11.3 La mesure indirecte de la tension

11.3.1 Voltmètres à redresseurs

Pour pouvoir utiliser les voltmètres magnétoélectriques en courant alternatif, on les combine avec des schémas de redressement; le principe est illustré en fig. 11.8.a. Le courant I_V qui passe par l'appareil de mesure sera:

$$I_V = \frac{U}{r_e + r_i + r_{ad}} \qquad (11.17)$$

où r_e est la résistance équivalente du redresseur et r_i la résistance intérieure du voltmètre.

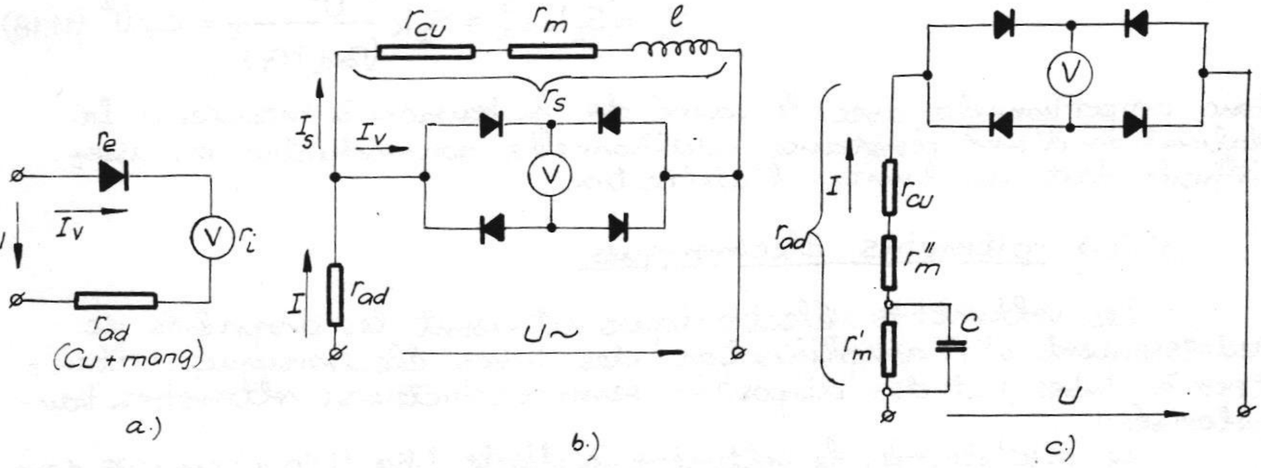


Fig. 11.8

Si on analyse le schéma équivalent du redresseur (fig. 9.11.a), on constate que si la fréquence augmente, la composante capacitive I_c augmente aussi et le courant direct I_r diminuit; l'augmentation de la température produit la diminution de r_e et du coefficient de redressement k (rel. 6.31).

Pour compenser ces variations, on utilise les schémas 11.8.b (pour grandes tensions) ou 11.8.c (petites tensions). Le mécanisme de compensation est le suivant:

- fig. 11.8.b – l'augmentation de la température (diminution de k, donc de I_V) produit l'augmentation de $r_s = r_{cu} + r_m$ (donc diminution de I_s et augmentation de $I_V = I - I_s$); l'augmentation de la féquence, produit l'augmentation de la réactance inductive de la bobine l, donc diminution de I_s et augmentation de I_V.
- fig. 11.8.c. – l'augmentation de la féquence conduit à la diminution de la réactance capacitive X_c, donc de r_{ad}; suit donc l'augmentation du courant par l'appareil, fait qui assure la compensation de la diminution de k.

D'habitude on combine ampèremètre et voltmètre magnétoélectrique pour courant continu et alternatif, d'après un schéma de type indiqué en fig. 9.12, ayant les caractéristiques présentées dans le paragraphe 9.3.1.

11.3.2 Voltmètres thermoélectriques

Le voltmètre thermoélectrique est construit d'un élément moteur magnétoélectrique V branché à un thermocouple T avec chauffage indirect (v. par. 6.6, Tome 1 et par. 9.3.4), alimenté avec un courant $I_a \sim 10^{-1}$ mA ÷ 1mA ; l'adaptation de l'ensemble dans le circuit de mesure se fait avec une résistance additionnelle non-inductive r_{ad} (fig. 11.9). Tenant compte de la relation (9.48), la déviation de l'appareil sera

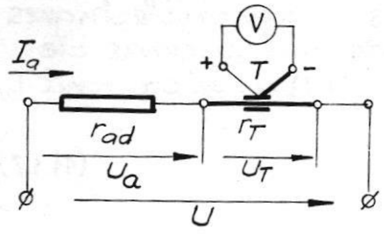


Fig. 11.9

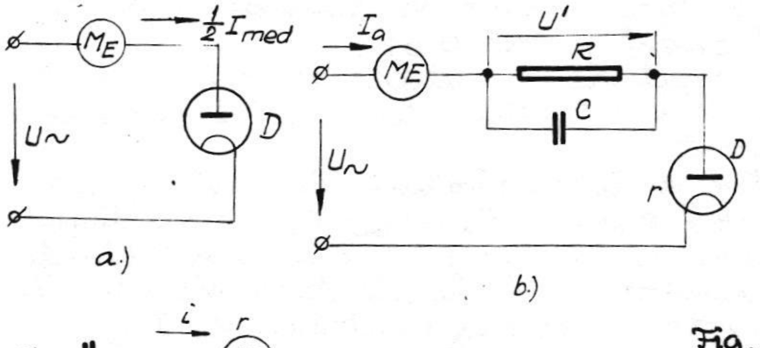
$$\alpha_v = S_I k I_a^2 = S_I k \frac{U^2}{(r_{ad}+r_T)^2} = c_v . U^2 \quad (11.18)$$

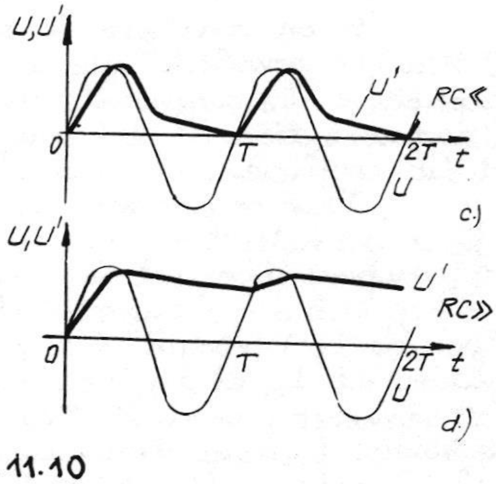
donc proportionnelle avec le carré de la tension à mesurer U. La réalisation d'une résistance additionnelle non-inductive est assez difficile, fait qui limite l'utilisation.

11.3.3 Voltmètres électroniques

Les voltmètres électroniques utilisent les propriétés de redressement et d'amplification des tubes électroniques (voltmètres à tubes) et des dispositifs semiconducteurs (voltmètres transistorisés).

Le plus simple, le <u>voltmètre à diode</u> (fig. 11.10.a) consiste dans un élément moteur magnétoélectrique M_E qui mesure le courant anodique du tube diode D, dépendent de la tension appliquée U ; l'échelle de M_E peut être donc





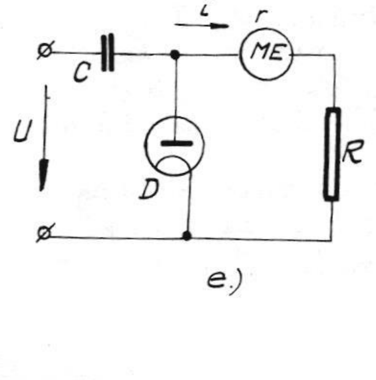


Fig. 11.10

graduée en unités de tension. La déviation, de type (6.34) correspondante au redressement monoalternance est:

$$\alpha_v = S_I \frac{1}{2} I_{med} = S_I \frac{1}{2k_f} I_{eff} = f(U_{eff}) \quad (11.19)$$

donc dépend de la valeur effective de la tension. La graduation en valeurs effectives n'est pas cependant valable que pour le régime sinusoïdal *). En plus le montage est peu sensible et l'impédance d'entrée dépend du sens de la tension appliquée.

Si on ajoute le condensateur C (fig. 11.10. b et e.) on obtient un voltmètre de crête, c.à.d., l'échelle est graduée en valeurs de crête (maximales, U_{max}), si la constante de temps RC du circuit est beaucoup plus grande que la période T de la tension à mesurer (fig. 11.10. d). Si $RC < T$, le courant i suit les valeurs instantanées de la tension appliquée dans la semipériode positive et devient nul dans l'alternance négative, donc représente un voltmètre de valeurs moyennes ($\alpha \sim \frac{1}{2} I_{med}$, de type antérieur). Par contre, quand $RC \gg T$, la capacité C n'arrive pas à se décharger pendant l'alternance négative, fait qui produit une situation d'équilibre, c.à.d., C reste chargé à la valeur maximale (de crête) de l'alternance positive, l'appareil indiquant cette valeur (fig. 11.10.d)

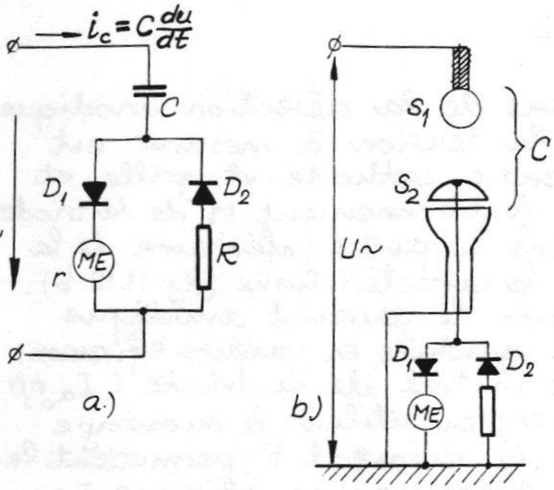


Fig. 11.11

Une autre variante de voltmètre à diode (tubes, semiconducteurs), toujours pour valeurs de crête, est donnée en fig. 11.11.a.

La déviation résultante après l'intégration du courant capacitif i_c durant une demi-période est

$$\alpha = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} i_c\,dt = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} C\,du =$$

$$= \frac{4C}{T} U_{max} = 4Cf\,U_{max} \quad (11.20)$$

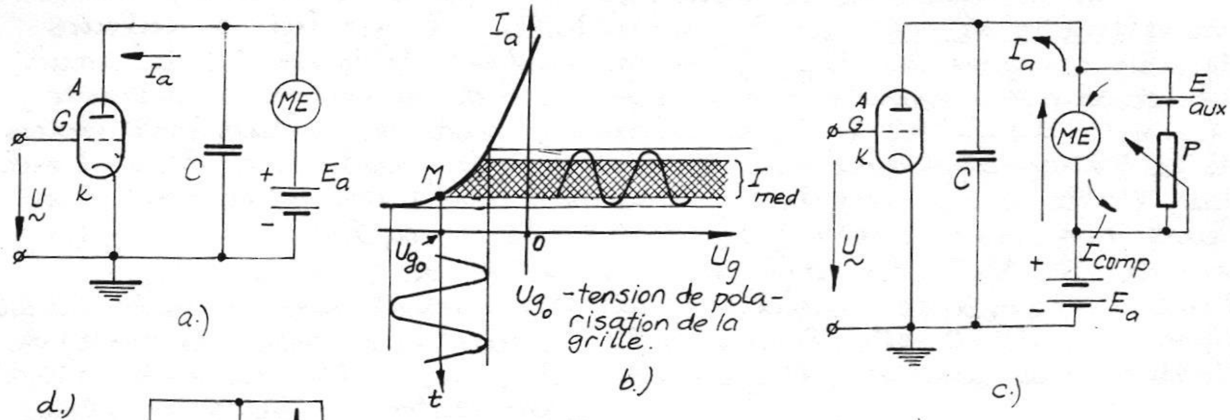
donc proportionnelle avec la valeur maximale de la tension mesurée et avec la fréquence.

En HT, la capacité C est réalisée de deux sphères S_1 et S_2 situées en air (fig. 11.11.b); pour S_2 seulement la calotte compte. L'appareil est étalonné à une fréquence f_0 (tension sinusoïdale). La déviation de ME, de type (11.20), doit être multipliée avec f_0/f si on mesure une tension avec la fréquence $f \neq f_0$. Si l'échelle est graduée en valeurs effectives, le coefficient de multiplication de l'indication sera $\sqrt{2}\, f_0/f$.

---

*) A cause de la modification du facteur de forme $k_f = I_{eff}/I_{med}$ et du facteur de crête $k_c = I_{max}/I_{eff}$, dont les valeurs dépendent de la forme de la courbe de tension, comme suit:
- sinusoïdale : $k_f = 1{,}11 \ (= \pi/2\sqrt{2})$; $k_c = 1{,}41 \ (= \sqrt{2})$
- réctangulaire : $k_f = 1$; $k_c = 1$
- triangulaire : $k_f = 1{,}15$; $k_c = 1{,}72$
- demi-circulaire, demi-elliptique : $k_f = 1{,}04$; $k_c = 1{,}22$

Les désavantages et les limitations des voltmètres à diode sont presque complètement éliminés dans le cas des <u>voltmètres à triode</u>, qui sont de deux types : avec <u>détection anodique</u> (fig. 11.12.a,b) et avec <u>détection sur grille</u> (fig. 11.12.d)



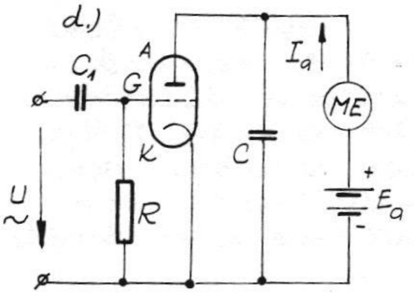


Fig. 11.12

Dans le cas de la détection anodique (fig. 11.12.a) la tension à mesurer est appliquée entre cathode et grille et le point de fonctionnement M de la triode est choisi dans la partie inférieure de la courbure de la caractéristique (fig. 11.12.b). La deviation sera proportionnelle avec le courant anodique moyen I_{med}, l'échelle pouvant être graduée en valeurs efficaces. Pour la compensation du courant initial de la triode ($I_{a_0} \neq 0$ correspondant à la situation $U_\sim = 0$) on utilise le montage 11.12.c ; la source auxiliaire E_{aux} et le rhéostat P permettent le réglage du courant I_{comp} de telle façon qu'on élimine I_{a_0} et la déviation de ME est déterminée seulement par la tension à mesurer.

Dans le cas de la détection sur grille (fig. 11.12.d), on juge le schéma comme étant composé de deux ensembles : un voltmètre à diode (le système cathode-grille) et un amplificateur. La sensibilité de tension est plus grande et le courant anodique est proportionnel avec la tension appliquée.

Le condensateur C, présent dans chaque schéma, sert pour le filtrage et la compensation de l'erreur de fréquence.

L'utilisation des transistors, au lieu des tubes électroniques, a permis la construction des voltmètres transistorisés, dont le schéma de principe est donné en fig. 11.13. c. Pour mieux le comprendre, on indique aussi le principe de la connexion d'un transistor en circuit (fig. 11.13. a), que la modalité la plus simple de fixer le point de fonctionnement du transistor par l'application de la tension de polarisation (fig. 11.13. b, fonction de la résistance R).

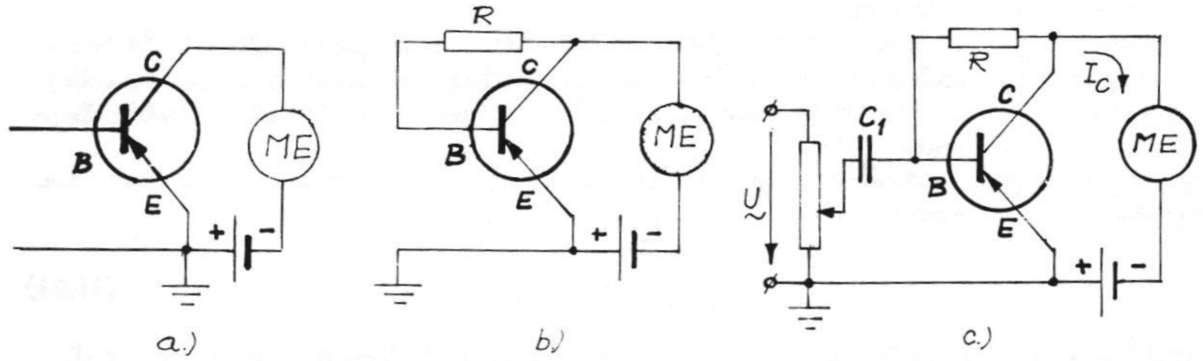


Fig. 11.13

Le courant de collecteur I_c dépend de la polarisation de la base ; il sera une mesure de la tension appliquée U, donc l'échelle de ME peut être graduée en unités de tension.

En pratique, tous les voltmètres électroniques sont des voltmètres à amplificateurs, dont la structure dépend du régime d'utilisation, en continu ou en alternatif. On distingue :

- voltmètres à amplificateurs pour courant continu, caractérisés par une sensibilité et une résistance d'entrée très grandes. La tension à mesurer $U_=$ est d'abord transformée dans une tension alternative à l'aide d'un convertisseur, puis amplifiée, redressée et mesure avec un dispositif magnétoélectrique (fig. 11.14.a). Les variantes sans convertisseur utilisent d'habitude des amplificateurs symétriques en c. c., mais la sensibilité est plus reduite.
- voltmètres à amplificateurs pour courant alternatif (fig. 11.14b) qui ont l'avantage d'une grande amplification et impédance d'entrée (fréquences pas trop élevées). Variantes constructives:

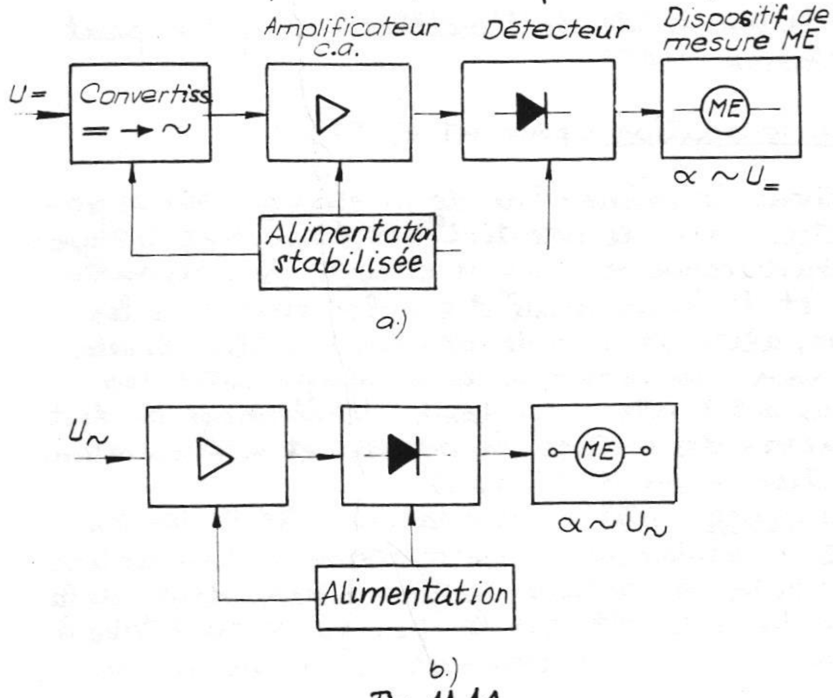


Fig. 11.14

- BF (10 Hz ÷ 20 kHz)
- MF (1 kHz ÷ 300 kHz)
- HF (10 kHz ÷ 10 MHz)

La plupart des voltmètres électroniques ont aussi une échelle logarithmique pour la mesure du niveau de la tension en „dB" (v. par. 7.2.4 et relation 7.1, Tome 1)

Parmi les applications spéciales on remarque :

- <u>voltmètres logarithmiques</u> où l'amplification est inversement proportionnelle avec la tension à mesurer et l'indication en „dB" se fait

sur une échelle linéaire.
- voltmètres séléctives (analyseurs d'ondes) qui permettent la mesure (ou la séparation) des divers composantes d'une tension (onde) complexe (p. ex. les harmoniques d'une tension). C'est l'indicateur de zéro idéal pour HF.
- psophomètres - destinés pour la mesure du niveau de bruit. La déviation correspond à

$$V = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} k(f)\, e^2 df} \qquad (11.21)$$

où $e^2 df$ est la densité de bruit de la source de bruit et $k(f)$ est le facteur de réponse de l'oreille. Pour réaliser cette fonction, un amplificateur avec la caractéristique carrée est monté après un filtre de bande dont la caractéristique reproduit la courbe de la sensibilité moyenne de l'oreille.

On construit d'habitude des appareils électroniques complexes, de type volt-ampère-ohm-mètre, pour courant continu et alternatif, avec plusieurs calibres. Les impédances d'entrée arrivent à $10^6 \div 10^9 \Omega$, et les calibres de tension sont d'habitude comprises entre 0,1V et 1000V (exécutions normales).

11.3.4 Mesure des tensions avec l'oscilloscope

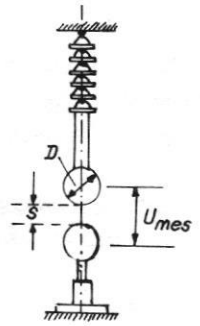
Si on applique une tension aux bornes d'entrée d'un oscilloscope, la déviation résultante sur l'écran, d, est une mesure de la tension U_x appliquée

$$U_x = \frac{d}{2\sqrt{2}\, S} \qquad (11.22)$$

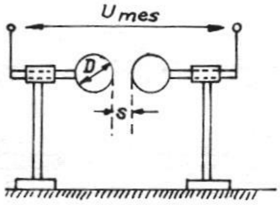
où S [mm, cm/V, mV] est la sensibilité de l'oscilloscope, qu'on peut la déterminer avec la rélation (9.47).

11.3.5 Voltmètres à ionisation (pour HT et THT)

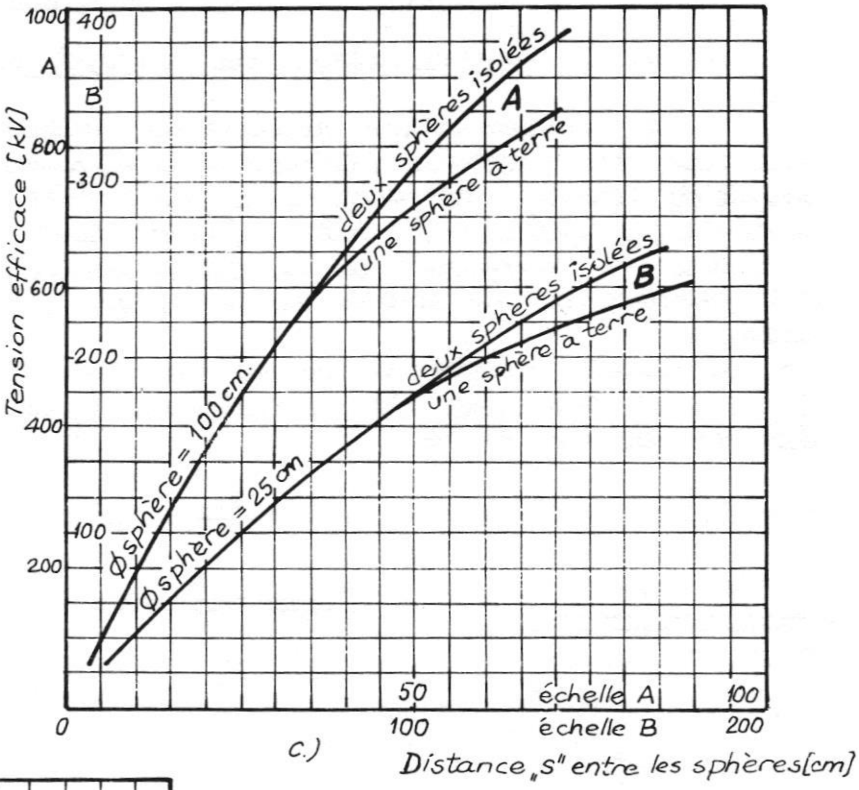
Ces appareils utilisent le phénomène de ionisation qui se produit autour d'un conducteur dont le potentiel est très élevé. Sont de 2 types:
- l'éclateur à sphères (spintéromètre - fig. 11.15. a, b), très répandu à cause de sa robustesse et de la possibilité d'emploi pour tous les formes de tension (continue, alternative, onde de choc), utilise la relation qui existe entre la tension qui provoque la décharge entre les deux sphères et la distance entre elles; pendant l'étalonnage on doit tenir compte aussi des diamètres des sphères, la pression et la température de l'air (courbes de correction - fig. 11.15. c, d)
- le voltmètre à effet couronne - utilise la relation entre la tension aux bornes d'un condensateur cylindrique à air comprimé et l'apparition de l'effet couronne sur l'électrode centrale, la tension dépendant de la pression de l'air. Si on rattache à ce voltmètre les perches de test à tube à néon, on peut l'utiliser pour observer la présence d'une THT sur un conducteur.



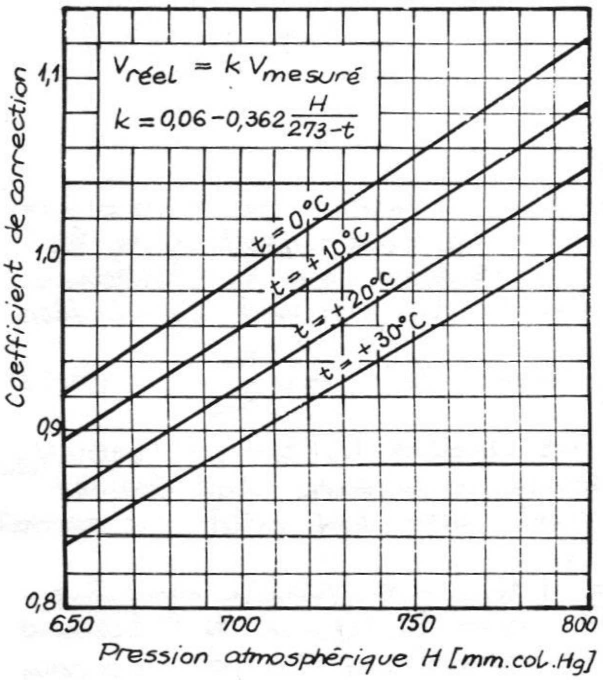
a.)



b.)



c.)



d.)

a.) - Eclateur à sphères - disposition vérticale : une sphère à la terre

b.) - Disposition horizontale

c.) - Les courbes de variation de la tension de decharge fonction de la distance „s" entre les sphères, pour deux valeurs des diamètres des sphères

d.) - Les courbes et le coefficient de correction pour la variation de la pression atmosphérique et de la température.

Fig. 11.15

11.4 Méthodes d'opposition (compensation)

11.4.1 Le compensateur de courant continu

Le compensateur réalise la mesure de la tension inconnue par l'opposition (compensation) avec une tension, ou une chute de tension, connues avec une très grande précision. Ses avantages nettes de cette méthode sont:

- dans le moment de la compensation, on ne consomme pas du courant de la source à mesurer (elle ne debite pas du courant)
- la haute précision; on arrive jusqu'à ± 0,01% !

Les schémas des principaux types de compensateurs sont donnés en fig. 11.16.

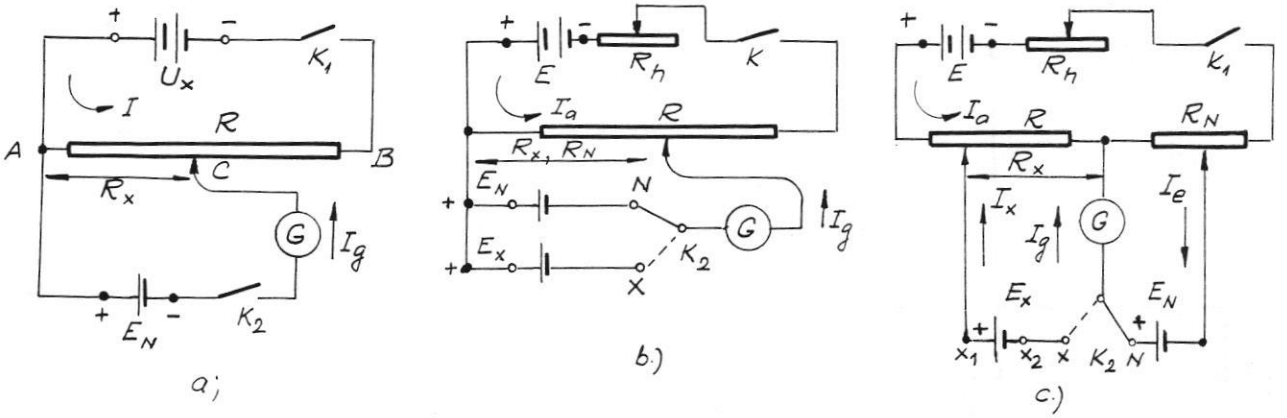


Fig. 11.16

Dans le cas de la compensation simple – fig. 11.16.a – on deplace le curseur „C", afin de réaliser la compensation de la tension étalon E_N avec la chute de tension sur la résistance R_x, produite par la tension à mesurer U_x, quand $I_g = 0$. Alors

$$E_N = I.R_x = \frac{U_x}{R} R_x \quad \text{d'où} \quad U_x = E_N \frac{R}{R_x} \qquad (11.23)$$

donc on peut mesurer seulement des tensions $U_x \geq E_N \simeq 1{,}0186\ V_{abs}$ (voir par. 3.3, Tome 1). En plus, la source à mesurer doit débiter le courant $I \sim 10^{-3} A \div 10^{-4} A$, lequel, bien que petit, ne permet pas la mesure éxacte de la f.é.m.

Dans le deuxième cas – fig. 11.16.b – on réalise successivement deux compensations, d'abord pour la tension de l'Elément normal E_N, soit la résistance de compensation R_N, et puis pour la tension inconnue, soit R_x la résistance de compensation correspondante. Le courant auxiliaire I_a qui produit les chutes de tension sur R_N, respectivement R_x est reglé avec le rheostat R_h et maintenu constant. Alors, on trouve pour les deux compensations (quand on obtient $I_g = 0$):

– K_2 en position „N" $E_N = I_a R_N$ (11.24)

– K_2 en position „X" $E_x = I_a R_x$ (11.25)

d'où

$$E_x = E_N \frac{R_x}{R_N} \quad (11.26)$$

On ne consomme pas du courant ni de E_N, ni de E_x, dans le moment de la compensation. En plus, si on choisit I_a, par exemple de 10^{-3} A, alors la valeur numérique de la résistance [Ω] est identique avec celle de la chute de tension en „mV."

Cet avantage est évident pour le schéma 11.16.c, quand on choisit, par exemple, $R_N = 10186{,}5\ \Omega$ et si $E_N = 1{,}01865$ V., le courant auxiliaire sera

$$I_a = \frac{1{,}01865}{10186{,}5} = 10^{-4} A \quad (11.27)$$

En plus, dans ce cas il est possible de vérifier dans n'importe quel moment l'équilibre $E_N = I_a R_N$, par le simple passage de la clé K_2 dans la position „N". R_N est réglable seulement d.p.d.v. du dernier chiffre, pour pouvoir choisir la valeur juste, tenant compte des éventuelles modifications de la valeur de E_N (par exemple, à cause de la température)

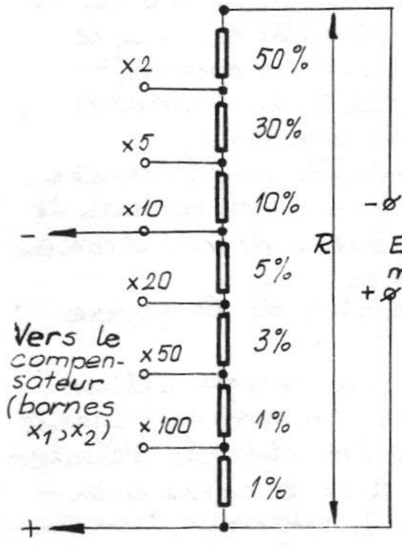


Fig. 11.17

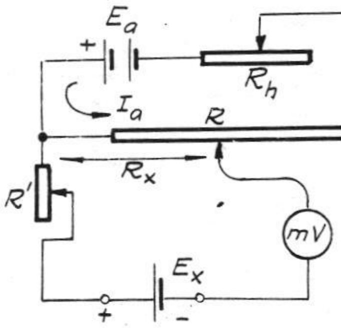


Fig. 11.18

L'extension de la limite de mesure se fait avec un diviseur de tension à rapport fixe (fig. 11.17) de haute précision.

La mesure des courants et des résistances est basée sur la mesure de la chute de tension produit par le courant inconnu sur une résistance étalon ou vice-versa (schémas 9.19.a,b)

Pour les mesures industrielles, quand on doit mesurer plusieurs tensions, peu différentes, on utilise le compensateur à déviation – montage de principe en fig. 11.18 –, quand on renonce à la source étalon et on remplace le galvanomètre par un milivoltmètre; si les tensions mesurées correspondent aux autres grandeurs physiques, on fait la graduation de l'échelle du milivoltmètre directement dans les unités de ces grandeurs (p. ex. pH-mètre; mesure des températures avec thermoélementes – échelle en °C)

La précision des méthodes d'opposition est limitée par les causes suivantes :

- erreurs concernant la connaissance de la valeur E_N (constructives et de température)
- erreurs constructives des résistances décadiques
- erreurs dus aux d.d.p. de contact et aux tensions thermo-électriques (on peut les éliminer, faisant la moyenne les déterminations pour les deux sens de I_a)
- l'instabilité de la tension auxiliaire (négligeable)
- erreurs de détermination effective de $I_g = 0$.

D.p.d.v. expérimental, on doit s'assurer que les sources ne débitent pas des courants (pour l'élément normal Weston, $I_{max} \sim 10^{-6}$ A) et essayer de faire des mesures pour les deux sens du courant I_a et déterminer la moyenne des résultats.

Pour l'étude des phénomènes rapides on doit automatiser les méthodes de compensation (voir par. 11.4.3)

11.4.2 Les compensateurs de courant alternatif.

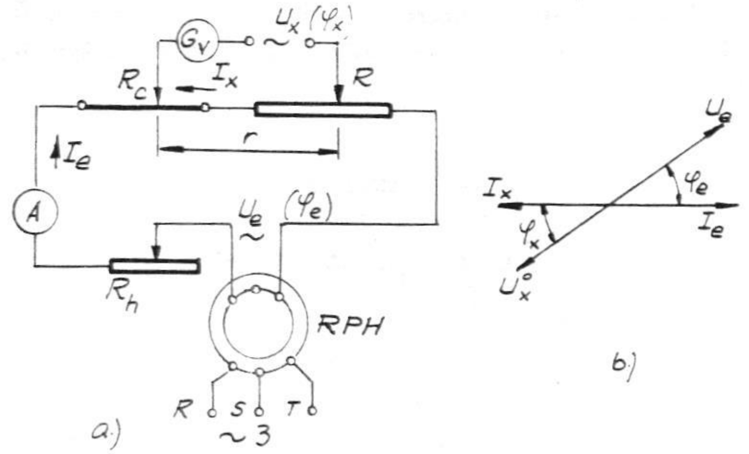


Fig. 11.19

La compensation en courant alternatif sollicite l'égalité des deux tensions, inconnue et de compensation, chaque instant, comme suit :

- égalité des modules (amplitudes)
- égalité des fréquences
- égalité des formes de la courbe de variation en temps
- égalité de la phase

Si on réalise l'alimentation commune du compensateur et du circuit de mesure, avec la même tension, on assure l'égalité des formes de la courbe et des fréquences. On va être obligés d'assurer alors l'égalité des amplitudes et des phases avec le compensateur. La précision est plus réduite à cause de la détermination du courant avec l'ampèremètre électrodynamique (le plus précis en alternatif), dont la précision arrive à ±0,1%, et à cause de la manque des étalons en courant alternatif. La précision peut être augmentée si on ajoute des traducteurs thermoélectriques à un compensateur de courant continu, mais la méthode devient alors très compliquée.

Comme appareil de zero on utilise le galvanomètre à vibrations (v. par. 8.2.1, Tome 1), ou des indicateurs électroniques de zero pour le courant alternatif.

Le compensateur en coordonnées polaires (fig. 11.19.a) utilise pour la compensation de la t.é.m. inconnue U_x, une tension d'équilibrage U_e, obtenue à la sortie d'un régulateur de phase RPH (donc, U_e à la phase réglable). On fait d'abord l'équilibrage des phases φ_x et φ_e, quand le courant indiqué par le galvanomètre G_V passe par un minimum. On réalise après, l'équilibrage des amplitudes, en réglant l'amplitude de U_e avec les résistances R (grossier) et le fil calibré R_c (fin), afin d'avoir le courant nul dans le galvanomètre G_V. Alors on à (fig. 11.19.b)

$$\underline{U}_x = U_x e^{j\varphi_x} = \underline{U}_e = U_e e^{j\varphi_e} = r.\underline{I}_e \qquad (11.28)$$

où r est la résistance entre les deux curseurs, I_e - le courant indiqué par l'ampèremètre A, pendant que l'égalité $\varphi_x = \varphi_e$ est lisible sur la graduation du régulateur de phase. On peut calibrer directement les résistances R et R_c en unités de tension (pour un courant donné) de la valeur effective de $U_x = rI_e$. Les limites de mesure sont de 1,5 V à 15 V, les erreurs d'amplitude étant inférieures à 0,2% et celles d'angle de 0,5°÷1°.

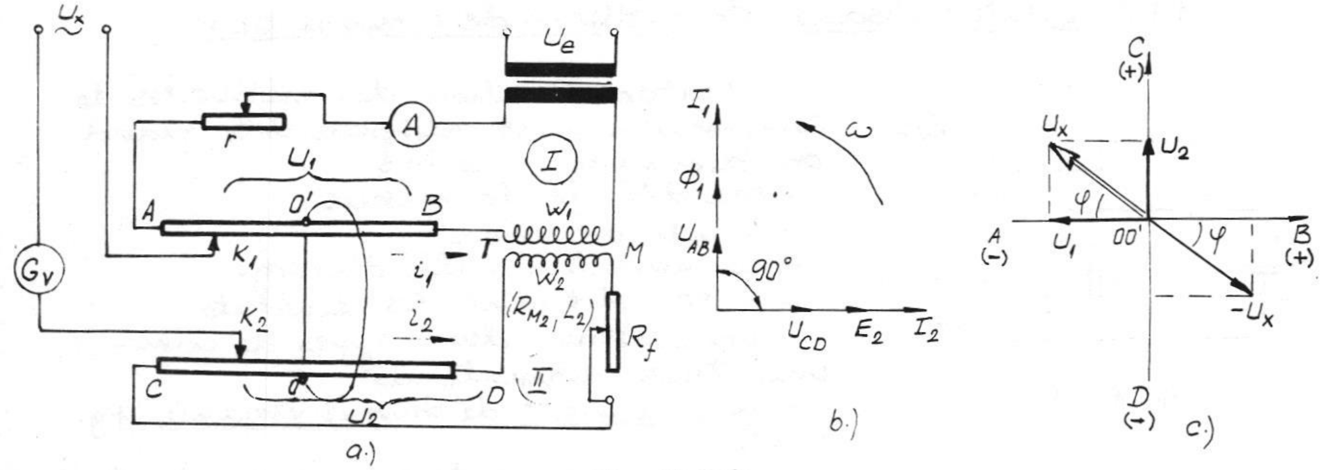


Fig. 11.20

Le compensateur en coordonnées rectangulaires (fig. 11.20) est compose de deux circuits I et II, parcourus par les courants i_1 et i_2 décalés avec 90° à l'aide de l'inductivité mutuelle M sans fer; si le courant i_1 est sinusoïdal et on neglige la réactance inductive du sécondaire II, à savoir, $\omega L_2 \ll R_{CD} + R_f + R_{M2}$, la tension E_2 induite sera décalée avec 90° en arrière, par rapport au flux Φ_1 (en phase avec i_1 - fig. 11.20. b) qui la produit. Alors on peut écrire la relation entre les courants i_1 et i_2

$$i_2 = i_1 \frac{\omega M}{R_2} \qquad (11.29)$$

où on a noté avec $R_2 = R_{CD} + R_f + R_{M2}$ la résistance totale du circuit sécondaire II. La résistance R_f sert à la compensation de l'erreur de fréquence.

Les résistances R_{AB} et R_{CD} sont ohmiques (non-inductives),

donc les chutes de tension U_{AB} et U_{CD}, respéctivement U_1 et U_2, seront en phase avec les courants i_1 et i_2 qui les produisent, et, en conclusion, réciproquement perpendiculaires (fig. 11.20.c) Entre les curseurs k_1 et k_2 on obtient donc une tension de composantes U_1 et U_2 (par rapport à l'origine 00'), qui va pouvoir compenser la tension inconnue, située dans n'importe quel quadrant, c.à.d.,

$$\underline{U}_x = U_1 + jU_2 \qquad (11.30)$$

dont le module et la phase sont

$$U_x = \sqrt{U_1^2 + U_2^2} \quad \text{et} \quad \varphi_x = \text{arctg}\frac{U_2}{U_1} \qquad (11.31)$$

avec l'origine de phase i_1.

Les courants et les impédances (résistances) on utilise les schémas de type 9.19 et le principe présenté en par. 9.4.1

La méthode s'utilise surtout dans les circuits de faible puissance, la consommation propre étant petite.

11.4.3 L'automatisation des méthodes de compensation

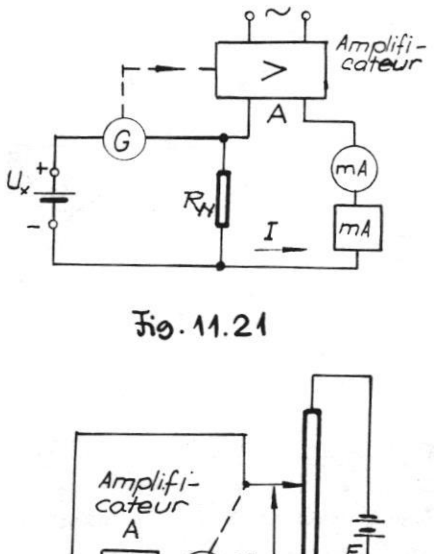


Fig. 11.21

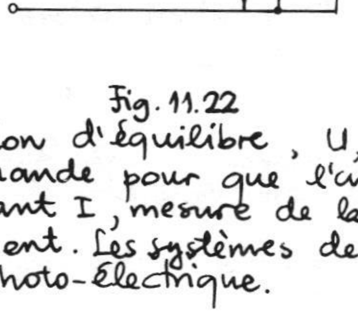


Fig. 11.22

L'automatisation des méthodes de compensation est indispensable, quand on demande à la fois:

- rapidité de la mesure
- haute précision
- consommation nulle d'énergie
- enregistrement des résultats

On construit deux types de compensateurs automatiques

- avec courant de travail variable (fig. 11.21)
- avec courant de travail constant (fig. 11.22)

Dans le premier cas (fig. 11.21) le courant I varie jusqu'à l'obtention de l'équilibre de la tension U_x avec la chute de tension $R_N I$. Le galvanomètre de construction spéciale G, commande l'amplificateur électronique A dans le sens résultant de la comparaison de U_x avec $R_N I$, agissant ainsi sur le courant I, afin de réaliser la condition d'équilibre, $U_x = R_N I$ (quand $I_g = 0$, il n'y a pas de commande pour que l'amplificateur modifie le courant I). Le courant I, mesure de la tension U_x, est enregistré et observé directement. Les systèmes de commande usuels sont de type inductif et photo-électrique.

Dans le deuxième cas (fig. 11.22) on se trouve en fait devant un appareil enregistreur, construit sur le principe de l'équilibrage avec un moteur commandé par la différence entre les tensions inconnue et de compensation, et qui agit sur le curseur d'une résistance variable. Il s'agit donc d'un servo-mécanisme, qui oppose à la tension à mesurer, la tension cueillie sur la portion R_x du potentiomètre P.

La différence entre ces tensions est amplifiée par l'amplificateur qui commande le moteur M pour qu'il tourne dans le sens voulu, c.à.d., pour qu'il déplace le curseur de P dans le sens de l'équilibrage des deux tensions. Un dispositif d'inscription solidaire avec le curseur, permet d'enregistrer la tension mesurée (voir aussi le chapitre 8, Tome 1)

11.4.4 Le principe des voltmètres à affichage numérique

Bien qu'on va discuter plus tard le principe des mesures numériques (Ch. 24), on donne aussi ici qques considérations sur les principaux types de voltmètres à affichage numérique :

- Voltmetre avec relais pas à pas - qui a le schéma semblable avec la fig. 11.22, utilise un potentiomètre avec variation discrete (résistances commutables). Le moteur est un relais pas à pas, qui choisit les tensions de référence (comparaison) d'une manière discrete, correspondante à chaque résistance. Il y a plusieurs décades (de 3 à 5) et on lit directement les indications correspondante à la résistance de chaque décade, donc de 3 à 5 chiffres. La précision est de 0,1% et le temps de reponse d'environ 1s.
- Voltmètre codificateur - système opposé au premier. Le potentiomètre a une variation continue. Sur son axe est fixé un système de roues dentées, qui joue le rôle de codificateur, c.à.d., fait correspondre à chaque position de l'axe un nombre. Permet 10 mesures par seconde avec une précision de ± 0,15 %.
- Voltmètre avec circuits bistables (bascules) - utilise un compteur électronique et un traducteur, qui fait correspondre à chaque valeur du compteur, une tension continue avec laquelle on compare la tension à mesurer. Fonction de la polarité de la différence entre ces deux tensions, on commande par impulsions la modification de l'état du compteur dans le sens convenable. La précision arrive à ±0,05% (en système binaire) et la capacité à 45.000 mesures par seconde. A cause de la grande vitesse d'opération disponible, il faut prevoir des memoires intermédiaires, pour emmagasiner les résultats avant d'être enregistrés

— × —

CHAPITRE 12

MESURE des FRÉQUENCES

12.1 La mesure directe de la fréquence. Fréquencemètres.

12.1.1 Le fréquencemètre à lamelles vibrantes

Le fréquencemètre à lamelles vibrantes est un appareil fonctionnant sur le principe de l'élément moteur électromagnétique (v. par. 5.5, Tome 1), mais à résonance. Suivant le type constructif on distingue le fréquencemètre à action directe (fig. 12.1.a), respectivement à action indirecte (fig. 12.1.b).

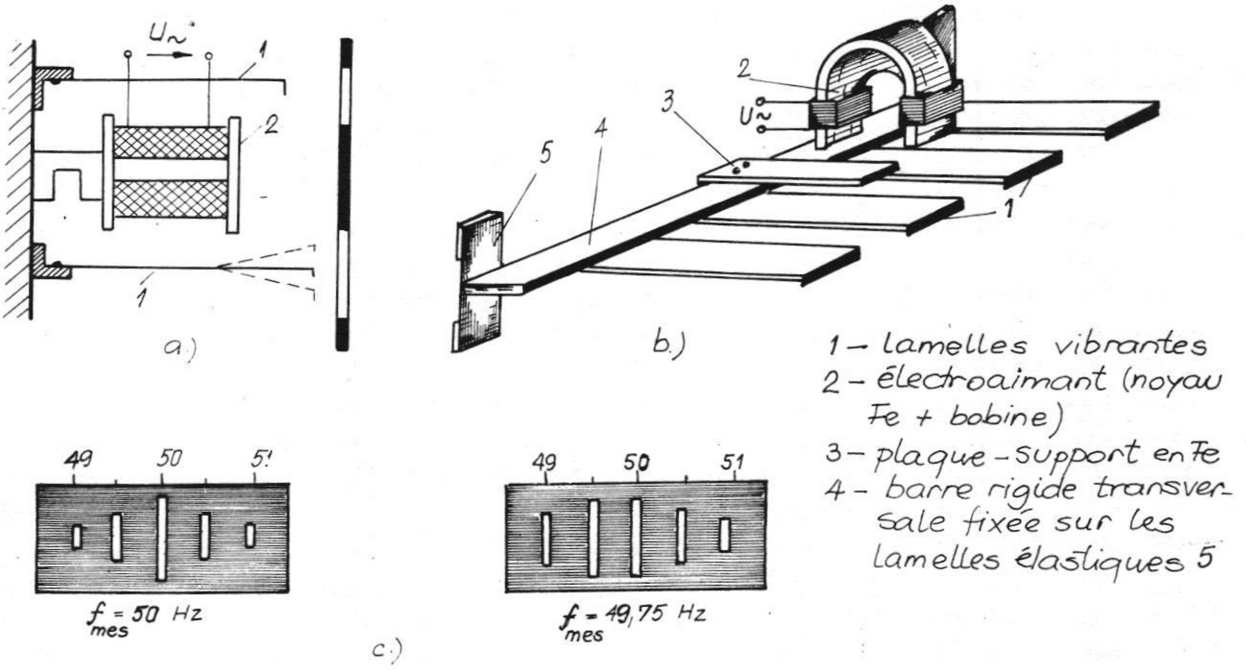


Fig. 12.1

L'électroaimant 2 est alimenté avec la tension U dont la fréquence on veut la mesurer, f_{mes}. Dans la force d'attraction qu'exerce l'électroaimant sur les lamelles vibrantes 1, il y a une composante de fréquence $2f_{mes}$, qui fait que les lamelles dont la fréquence propre de vibration $f_o = 2f_{mes}$, ayent l'amplitude de vibration maximale et deviennent ainsi nettement différentes par rapport aux autres (fig. 12.1.c). Dans le cas de l'action indirecte (fig. 12.1.b), la vibration est transmise par l'intermédiaire de la plaque 3 et de la barre 4 (fixée sur les lamelles élastiques 5). Si la valeur de la féquence f_{mes} ne correspond pas exactement

à une valeur $2f_0$, alors il faut faire une interpolation fonction de l'amplitude des lamelles qui vibrent (v. fig. 12.1.c).

Le calibre est d'habitude 50 Hz ± 10%, donc 45-50-55 Hz avec lamelles accordées de 0,5 Hz en 0,5 Hz. Peuvent avoir de 1 à 4 séries de lamelles et la fréquence maximale est de 1300±10% Hz. Les tensions nominales sont : 110-220-380 et 500 V ± 20%. La précision est bonne, donc les classes de précision sont 1; 0,5 et même 0,2 !

12.1.2 Le fréquencemètre à logomètre électrodynamique

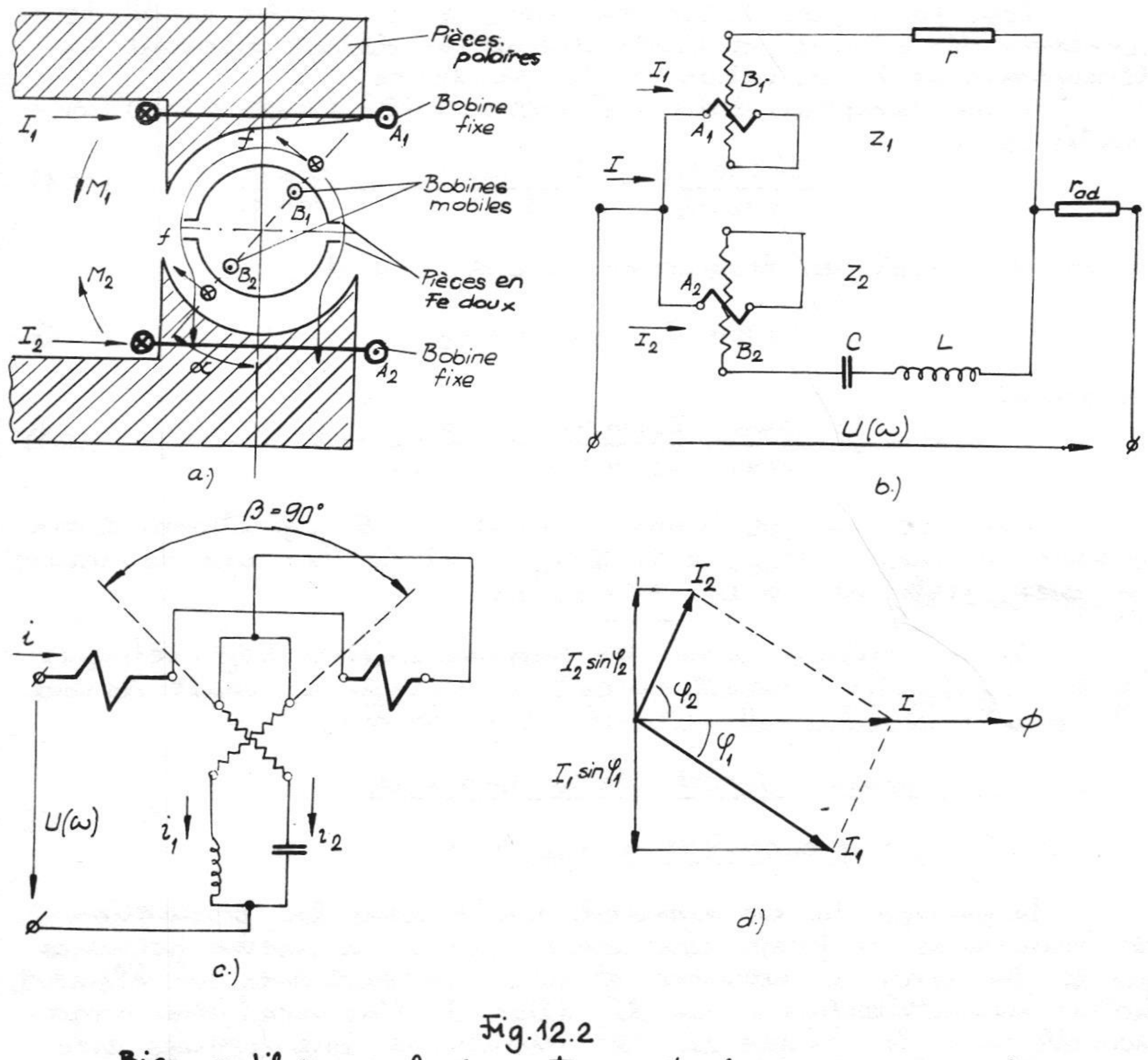


Fig. 12.2

Bien qu'il y a plusieurs types de fréquencemètres électrodynamiques (ferrodynamiques) logométriques, leur principe de fonctionnement et constructif est le même : la bobine fixe est réalisée en deux sections (fig. 12.2.a, b et c) et le champ magnétique dans

l'entrefer est non-uniforme, donc les deux couples antagonistes M_1 et M_2 (fig. 12.2.a) qui agissent sur les bobines mobiles B_1 et B_2, dependent de l'angle de deviation α, c.à.d., de projections des courants I_1 et I_2 sur le flux ϕ produit par le courant I qui parcourt la bobine fixe.

Dans la connexion des bobines indiquée en fig. 12.2.b, la modification de la fréquence produit la modification des impédances Z_1 et Z_2, donc des courants I_1 et I_2 qui parcourent les deux branches, et de leurs déphasages par rapport au courant I; par la suite M_1 et M_2 vont se modifier, ce qui conduit à un nouveau équilibre (v. l'équation du logomètre, rel. 5.78)

Dans la figure 12.2.c est présenté un autre mode de connexion des bobines, à l'aide duquel on deduit aisement la dépendence de la déviation α de fréquence.

Si on remplace dans l'équation (5.78) l'angle $\beta = 90°$ (constructif), on a

$$\frac{I_1 \cos\varphi_1}{I_2 \cos\varphi_2} = \frac{\sin(\beta - \alpha)}{\sin\alpha} = \frac{\cos\alpha}{\sin\alpha} \qquad (12.1)$$

et tenant compte du diagramme 12.2.d, c.à.d.,

$$I_1 \sin\varphi_1 = I_2 \sin\varphi_2 \qquad (12.2)$$

on obtient

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{I_2\cos\varphi_2}{I_1\cos\varphi_1}\cdot\frac{I_1\sin\varphi_1}{I_2\sin\varphi_2} = \frac{\operatorname{tg}\varphi_1}{\operatorname{tg}\varphi_2} = F'(\omega) = F(f) \qquad (12.3)$$

La précision est bonne (classe 1÷1,5), fonctionnent aux tensions nominales $U_{nom} \pm 20\% \, U_{nom}$, et le domaine de mesure est assez restreint, p. ex. 48-52 Hz.

On a construit aussi des fréquencemètres logométriques électromagnétiques, respectivement à induction, mais ils sont très peu repandus et utilisés aujourd'hui.

12.2 La mesure indirecte de la fréquence

12.2.1 Le fréquencemètre à impulsions

Le principe de ces appareils reside dans la production des impulsions de forme constante, ayant la même fréquence que la fréquence à mesurer, et qu'on mesure avec un élément moteur magnétoélectrique; la déviation de l'appareil sera proportionnelle avec la fréquence. Les impulsions sont formées avec un relais polarisé (fig. 12.3.a), transformateur saturé (fig. 12.3.b) et circuits électroniques basculantes (hautes fréquences).

Le fréquencemètre à relais polarisé (fig. 12.3.a) fonctionne comme suit: le relais polarisé R_p realise la commutation de

l'interrupteur K dans le ritme de la fréquence à mesurer ; dans une demi-période (position 1) le condensateur C est chargé avec la quantité d'électricité $Q = CE$ laquelle sera dechargée dans la demi-période suivante (position 2) par l'instrument „mA". Ça signifie que dans chaque période, par l'appareil on va passer la charge $Q = CE$, donc dans une unité de temps on aura :

$$Q' = \frac{Q}{T} = Qf = CEf = I_{med} \qquad (12.4)$$

c.à.d., l'instrument sera parcouru par le courant moyen I_{med}, proportionnel avec la fréquence f

$$I_{med} = CEf = k \cdot f \qquad (12.5)$$

et on peut étalonner et diviser l'échelle en unités de fréquence.

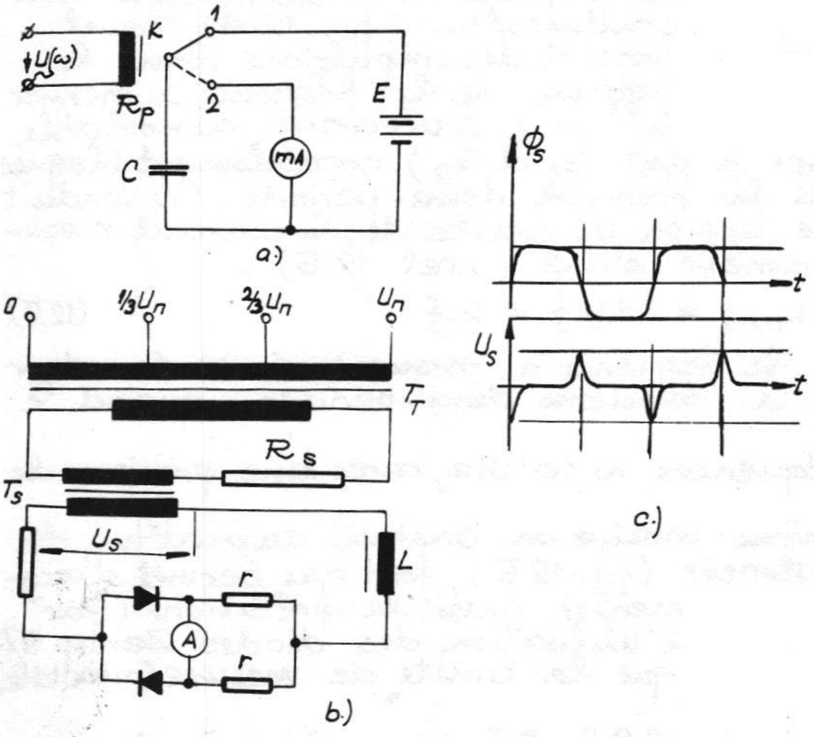


Fig. 12.3

L'appareil résulte très simple, mesure dans le domaine de l'ordre de Hz ÷ 10^2 Hz, avec une bonne précision, dépendant de la précision de C et de „mA" et aussi de la stabilité de E (on construit des alimentations stabilisées avec diodes Zener) : 0,2% et même 0,1%. L'extension de la limite de mesure de la fréquence se fait avec des condensateurs variables et des transformateurs de tension pour la limite de mesure de tension.

Le fréquencemètre à transformateur saturé (fig. 12.3.b) utilise la propriété du transformateur saturé T_s de déformer fortement la tension secondaire U_s (fig. 12.3.c), ainsi qu'elle apparaît comme des impulsions aigues correspondantes à la valeur du flux ϕ_s dans le noyau magnétique, nul ($\phi_s = 0$). Fonctionnant en régime saturé il est insensible aux variations de tension par rapport à la tension nominale. Un montage redresseur en pont permet de redresser la tension U_s et de mesurer un courant moyen proportionnel avec le nombre des impulsions/seconde, donc avec la

fréquence à mesurer f. Ont des limites de fréquence asset grandes: 25 – 500 Hz, ou 500 – 5000 Hz, en classe 0,5 – 1; la consommation propre est faible (~ VA) et sont munis avec plusieurs entrées de tension (60 – 750 V ± 20%)

12.2.2 Le fréquencemètre électronique avec condensateur

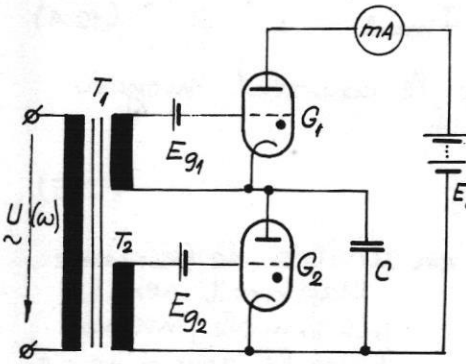


Fig. 12.4

Quand on applique la tension U(ω) à l'entrée d'un circuit avec caractère capacitif net, c.à.d., $X_C \gg R$, le courant sera

$$I = \frac{U}{X_c} = U\omega C \qquad (12.6)$$

donc proportionnel avec la fréquence.

C'est le principe de construction du fréquencemètre électronique avec condensateur (fig. 12.4), lequel produit des impulsions dans le rythme de la fréquence à mesurer à l'aide d'un circuit monostable réalisé avec des tubes à gaz (G_1 et G_2), normalement bloqués quand U(ω) = 0. Dans la première demi-période, G_1 conduit, C va se charger à une tension U_0 constante, le courant mesuré par le miliampèremètre étant (v.rel. 12.5)

$$I_{med} = C.U_0.f = k.f \qquad (12.7)$$

donc proportionnel avec la fréquence à mesurer. Le condensateur C se décharge dans la deuxième démi-période, quand le tube G_2 conduit.

Mesure des fréquences ~ 10 kHz, avec une précision de ± 1% ÷ ± 1,5%

Utilisant le même principe on construit aujourd'hui des fréquencemètres transistorisés (fig. 12.5), fait qui permet d'augmenter aussi la précision (par l'utilisation des diodes Zener DZ), que la limite de mesure (~100 kHz)

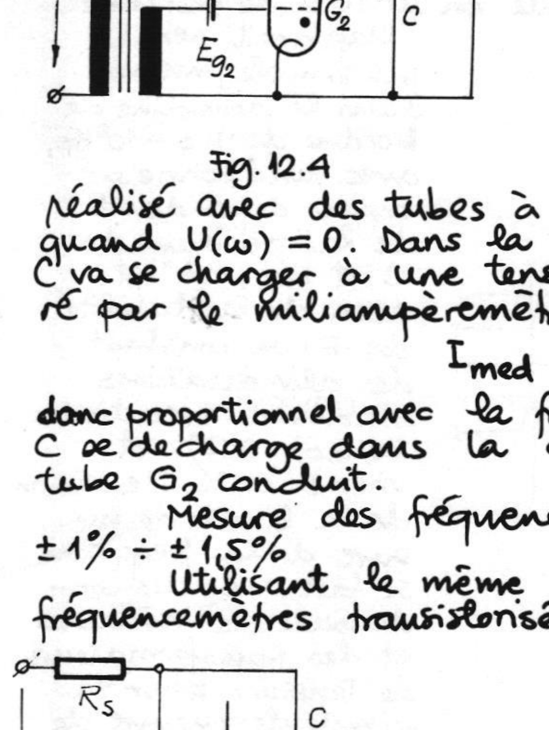


Fig. 12.5.

12.2.3 Fréquencemètres à circuit résonant

Ces appareils utilisent un circuit LC avec capacité variable, couplé par induction réciproque avec la source (tension) dont on mesure la fréquence, U(ω). Si la résistance du circuit est petite par rapport à la réactance, alors pour la fréquence „f_0" de résonance

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{12.8}$$

l'intensité et la tension aux bornes du condensateur passent par un maximum, mis en évidence par deux méthodes :
- <u>résonance de courant</u> (fig. 12.6. a,b), quand l'indicateur de résonance est une simple lampe, ou bien un ampèremètre (d'habitude magnétoélectrique à thermocouple)
- <u>résonance de tension</u> (fig. 12.6.c) quand on mesure avec un voltmètre électronique la tension aux bornes de C.

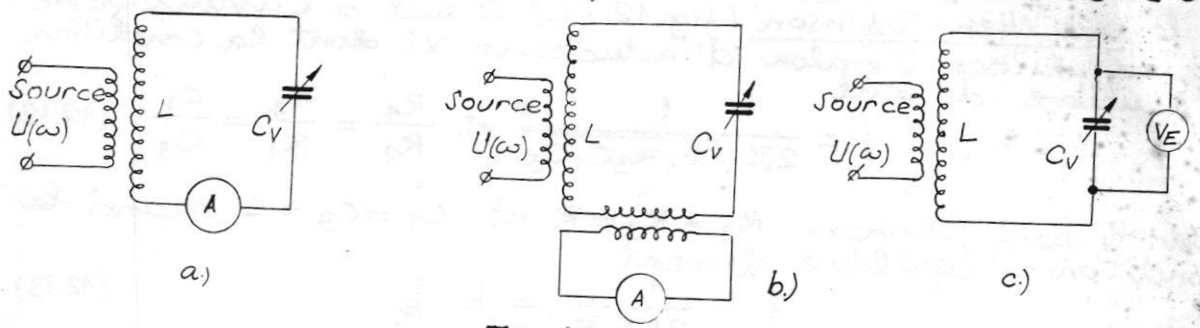


Fig. 12.6

On les utilise en RF ; au fur et à mesure qu'on approche la résonance, on doit diminuer le couplage source-fréquencemètre pour éliminer les éventuelles réactions de l'appareil sur la source. La source devra donc pouvoir débiter une puissance plus grande que celle absorbée par le fréquencemètre.

Pour les fréquences ~ 30 MHz on construit sur le même principe des variantes transistorisées.

12.2.4 Ponts pour la mesure de la fréquence

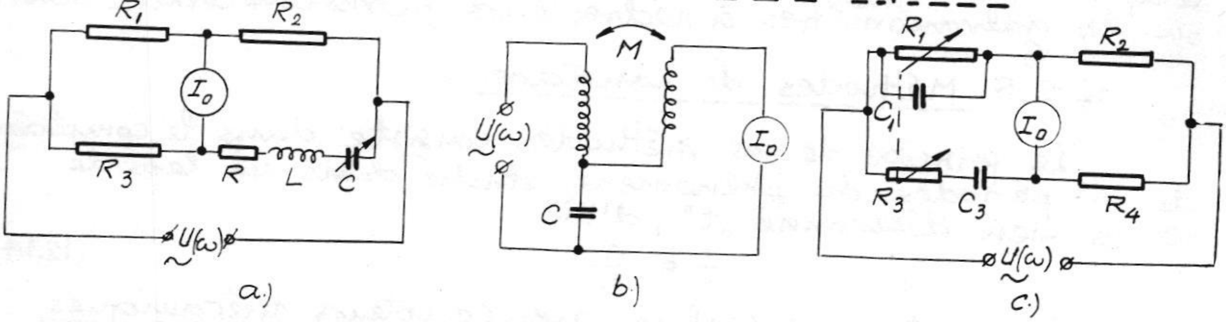


Fig. 12.7

En principe, on peut utiliser pour la mesure de la fréquence, tous les ponts d'impédances pour lesquels la condition d'équilibre contient la fréquence. Les plus répandus sont :
- <u>le pont de résonance</u> (fig. 12.7.a) dont les conditions d'équilibre sont :

$$LC\omega^2 = 1 \quad ; \quad RR_1 = R_2R_3 \tag{12.9}$$

d'où la fréquence $$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (12.10)$$

On l'utilise en BF et il faut éliminer la dépendence de L et C de ω.

– le pont Campbell (fig. 12.7.b) dont la condition d'équilibre permet de calculer la fréquence comme suit :
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{MC}} \qquad (12.11)$$

– le pont Wien-Robinson (fig. 12.7.c) lequel à l'avantage de ne pas utiliser l'étalon d'inductance et dont la condition d'équilibre devient
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_3C_1C_3}} \quad \text{et} \quad \frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_3} \qquad (12.12)$$

Pour le pont Robinson $R_1 = R_3 = R$ et $C_1 = C_3 = C$, quand la condition d'équilibre devient :
$$f = \frac{1}{2\pi CR} = k \cdot \frac{1}{R} \qquad (12.13)$$

et on peut lire directement la valeur de la fréquence si on réalise la graduation du curseur de la résistance d'équilibrage R, directement en [Hz]

Sont utilisés dans le domaine d'audio-fréquences (AF), c.à.d., de 20 – 20000 Hz, avec grande précision (0,1% ÷ 0,3%). Le désavantage est constitué par la présence des harmoniques supérieures, pour lesquelles on n'obtient pas l'équilibre. Comme appareils de zero on utilise la casque téléphonique ($f_{max} \sim$ kHz), des galvanomètres à vibrations ou des galvanomètres à redresseurs filtrés convenablement.

12.2.5 Méthodes de comptage

Le principe de ces méthodes consiste dans le comptage de „n" périodes du phénomène étudié dans un laps de temps bien déterminé „t", d'où :
$$f = \frac{n}{t} \qquad (12.14)$$

Le comptage se réalise avec compteurs mécaniques (processus mécanique) ou électroniques (fréquences élevées) et le résultat est affiché soit directement soit après avoir fait la division avec le temps, mesuré avec très grande précision.

12.3 Méthodes de mesure par comparaison

12.3.1 Généralités

Le principe de ces méthodes consiste dans la compa-

raison de la fréquence inconnue avec l'étalon de fréquence déterminé fonction de la durée de révolution de la terre par rapport aux étoiles fixes.

L'étalon de fréquence est d'habitude un générateur de tension sinusoïdale très stable, réalisé avec oscillateur de quartz, thermostaté, p. ex. pour 100 kHz; l'oscillateur synchronise une série de multivibrateurs dont les fréquences sont des sous-multiples décimaux de la féquence d'oscillation du quartz, permettant ainsi d'obtenir un spèctre de fréquences assez grand. La variation rélative de la fréquence ne dépasse pas 10^{-11} par jour.

Les appareils de comparaison utilisés sont : l'oscilloscope cathodique, la casque téléphonique, le galvanomètre à redresseurs ou le disque stroboscopique

12.3.2 Le stroboscope

Cet appareil permet la comparaison de la féquence d'un phénomène mécanique avec celle d'un phénomène électrique. Une lampe à décharge en gaz (ex. néon), alimentée avec une tension de fréquence connue f_e, produit des impulsions lumineuses de même féquence, dirigées sur un disque en mouvement de rotation avec la fréquence inconnue f_x (sur le disque existe un signe). Quand f_e est commensurable avec f_x, donc $n f_e = m f_x$ (n, m - entiers et positifs) il y aura sur le disque en rotation plusieurs signes immobiles et on peut aisement déterminer m et n. Dans le cas $f_x = f_e$ on obtient un seul signe immobile et on détermine f_x avec la précision de f_e. La méthode s'utilise dans le domaine des fréquences industrielles et audio.

12.3.3 La méthode d'intérférence

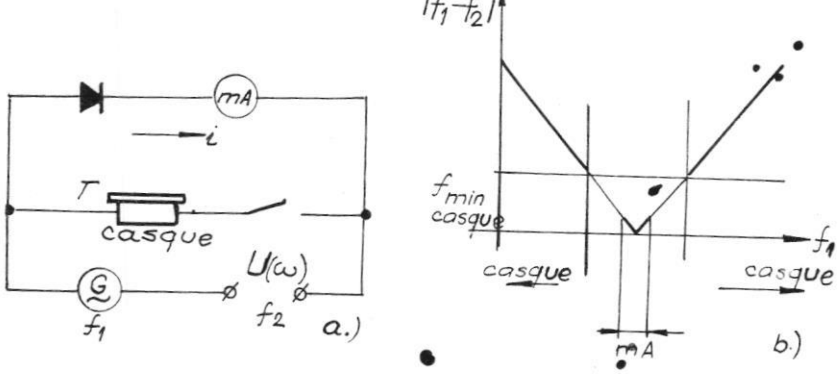


Fig. 12.8

On melange deux signales de fréquence f_1 et réspectivement f_2, et on detecte les pulsations de fréquence réduite correspondantes à l'approche de la situation $f_1 = f_2$

Si f_2 est fixe, la variation de $|f_1 - f_2|$ fonction de f_1 est indiquée en fig. 12.8.b. L'égalité de f_1 et f_2 est mise en évidence avec le montage 12.8.a. On utilise deux appareils de comparaison; la casque, insensible pour $f_1 \approx f_2$, mais

nécessaire pour l'équilibrage grossier, c.à.d., quand $f_1 \neq f_2$; le miliampèremètre à redresseurs, pour l'équilibrage exact (indiquant „zero" pour $f_1 = f_2$ et des oscillations lentes pour petites valeurs $|f_1 - f_2|$)'. La fréquence f_1 marquée sur l'échelle du générateur G permet la détermination de $f_2 = f_1$ à l'équilibre.

12.3.4 La mesure de la fréquence avec l'oscilloscope

Suivant le principe énoncé dans le par. 8.2.2 (Tome 1) et illustré en fig. 8.9, on peut mesurer la fréquence d'un phénomène à l'aide des „figures de Lissajous". En pratique, on applique aux deux systèmes de plaques de l'oscilloscope deux signales : l'un avec fréquence inconnue, soit f_1, et l'autre avec fréquence bien-connue, variable (générateur calibré), soit f_2 (fig. 12.9).

Fonction du rapport entre les deux fréquences et de l'angle de déphasage entre les deux signales, on obtient sur l'écran divers figures de Lissajous ; connaissant f_2 on déduit tout de suite f_1 (v. aussi la fig. 8.9)

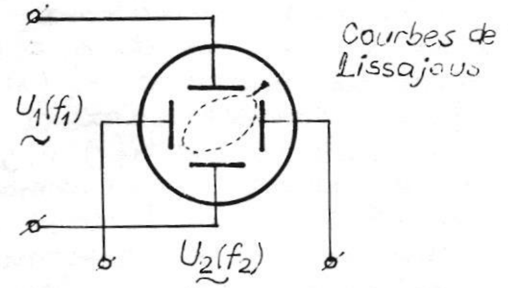


Fig. 12.9

Pour des rapports $f_1/f_2 > 10$ on utilise la méthode de la synchronisation de la base de temps ; à l'équilibre il y aura sur l'écran une seule sinusoïde, superposée (tensions de fréquence inconnue et étalon)

— × —

CHAPITRE 13

MESURE du DÉPHASAGE

13.1 La mesure directe de „φ" et „cos φ"

13.1.1 Généralités

Par convention on considère l'angle de déphasage „φ" l'angle compris entre les vecteurs tension et courant (fig. 13.1), mesuré dans le sens positif trigonométrique.

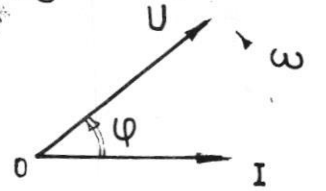


Fig. 13.1

De même, par définition, le facteur de puissance „F_p" est le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S (voir ch. 14)

$$F_p = \frac{P}{S} \quad \text{et} \quad 0 \leq F_p \leq 1 \qquad (13.1)$$

ainsi que pour le régime sinusoïdal monophasé on a

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{UI\cos\varphi}{UI} = \cos\varphi \qquad (13.2)$$

Pour les circuits triphasés on peut calculer un facteur de puissance global, ou bien, pour chaque phase.

Dans le cas des régimes non-sinusoïdaux, on peut calculer aussi „F_p", mais cette fois-ci il ne correspond pas à un angle de déphasage

L'importance de la mesure de „cos φ" reside dans la nécessité d'obtenir un maximum de rendement dans l'exploitation des installations électriques, c.a.d., $\cos\varphi \cong 1$. La mesure se fait soit directement, avec des phasemètres (ou cosφ-mètres), soit avec des méthodes de mesure indirecte.

13.1.2 Le phasemètre électrodynamique

Le phasemètre électrodynamique est un appareil de type logomètre électrodynamique (v. par. 5.6.g, Tome 1), dont les bobines fixes sont connectées en série en circuit, pendant que les bobines mobiles (chaqune en série avec une résistance R, respectivement une inductance L) sont branchées en parallèle (fig. 13.2.a); si on suppose $R \gg X_1$ (X_1 étant la réactance de la bobine B_1) et $\omega L \gg R_2$ (R_2 étant la résistance de la bobine B_2), l'équation (5.79) du logomètre devient (voir en plus le diagramme phasoriel 13.2.b):

$$\frac{I_1 \cos\varphi_1}{I_2 \cos\varphi_2} = \frac{I_1 \cos\varphi}{I_2 \cos(90-\varphi)} = \frac{I_1}{I_2}\,\mathrm{ctg}\,\varphi = \frac{\sin(90-\alpha)}{\sin\alpha} = \mathrm{ctg}\,\alpha \qquad (13.3)$$

où on a considéré $\gamma = 90°$. Si en plus, $I_1 = I_2$, on a

$$\alpha = \varphi \qquad (13.4)$$

donc la déviation égale avec l'angle de déphasage.

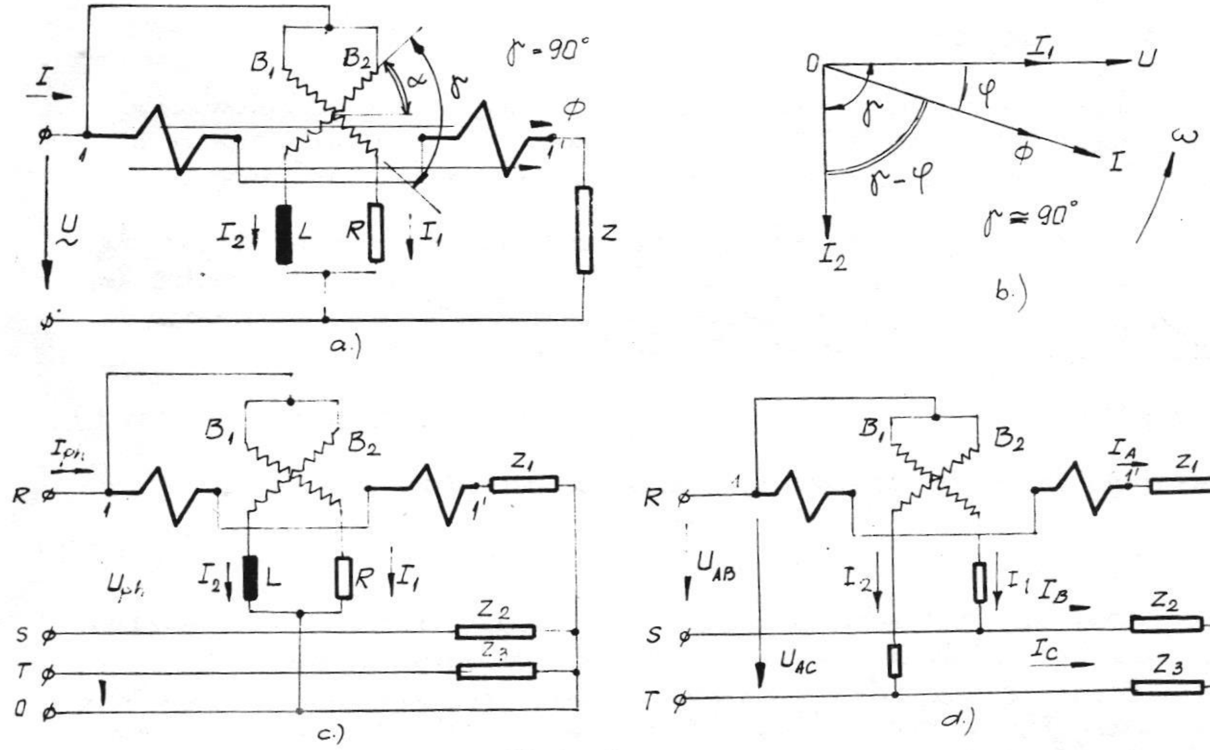


Fig.13.2

L'échelle sera uniforme pour les angles et non-uniforme pour „cos φ". Elle est d'habitude bilaterale (l'origine située au milieu) symétrique (ex. 0,5 – 1 – 0,5 – fig. 13.3 a) ou non-symétrique (ex. 0,2 ind. – 1 – 0,8 cap. – fig. 13.3. b). On construit aussi des appareils avec échelle double (quatre quadrants – fig. 13.3.c), pour indiquer aussi le sens de transfert de l'énergie.

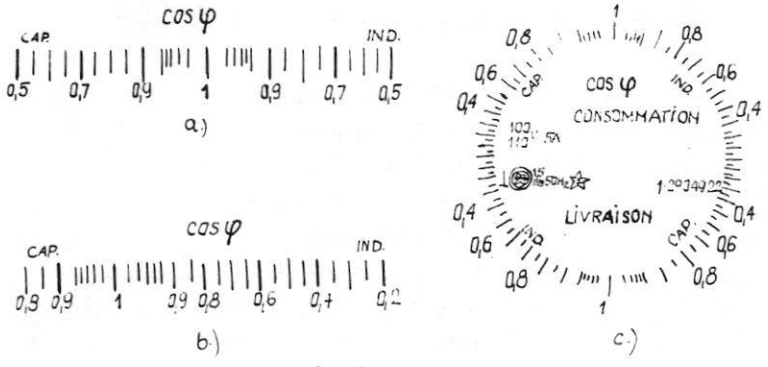


Fig.13.3

Pour les circuits triphasés symétriques, équilibrés, avec le neutre accessible, quand $\cos\varphi_1 = \cos\varphi_2 = \cos\varphi_3 = \cos\varphi$, on peut utiliser le montage 13.2. c (où $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = \underline{Z}_3$), c. à. d., similaire avec 13.2.a,

mais branché entre une phase (R) et le neutre (0) du circuit triphasé ; pour les circuits triphasés avec trois conducteurs (avec le neutre inaccessible), on utilise le montage 13.2.d (on peut deduire la déviation à l'aide d'un diagramme phasoriel)

Les valeurs nominales des phasemètres sont : $U_n = 100 \div 380V$; $I_n = 5A$ (d'habitude) ; l'échelle : 0 – 1 inductif (ou capacitif); 0,5 ind – 1 – 0,5 cap.; 0,6 cap – 1 – 0,2 ind ; classe de précision 1,5 ÷ 2,5 ; consommation propre : 3 – 6VA ; fréquence : 49 ÷ 51 Hz en monophasé et 40 ÷ 60 Hz en triphasé. Pour l'extension des limites de mesure on utilise des transformateurs de mesure de courant et de tension ; l'erreur la plus importante est due aux variations de la fréquence.

13.2 La mesure indirecte de „φ" et „cos φ"

13.2.1 La méthode des trois appareils

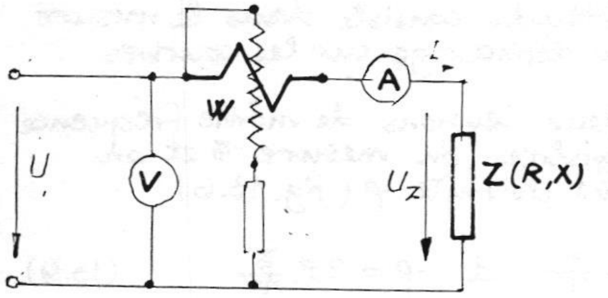


Fig. 13.4

Pour les mesures de précision industrielle on mesure la tension, le courant et la puissance active d'où on tire (v. fig. 13.4)

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{U.I} \qquad (13.5)$$

On peut éffectuer les corrections de montage (p. ex. amont)

13.2.2 La méthode du voltmètre

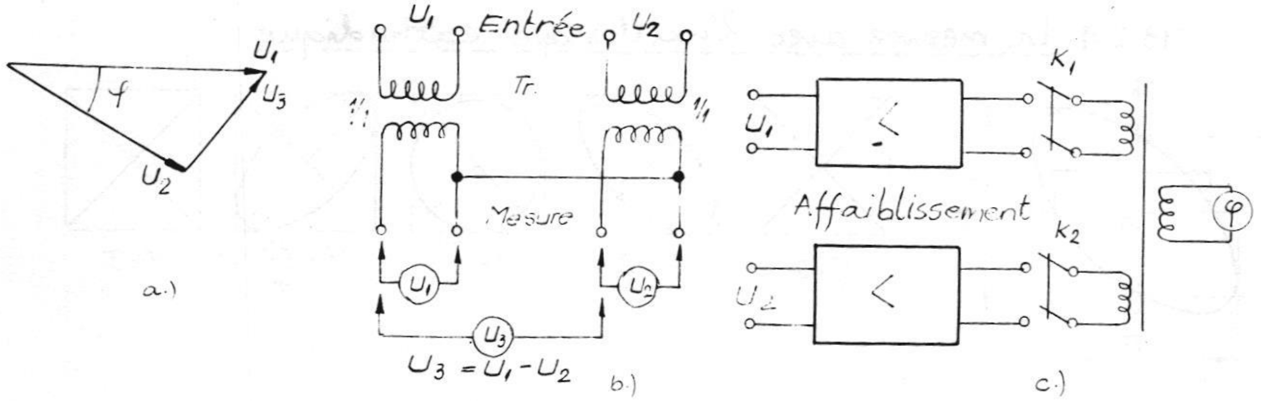


Fig. 13.5

Le déphasage entre les tensions sinusoïdales U_1 et U_2 peut être déterminé en mesurant ces deux tensions et leurs différence (somme) U_3, cf. au diagramme phasoriel 13.5.a, d'où

$$U_3^2 = U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2\cos\varphi \text{ , donc} \qquad (13.6)$$

$$\cos\varphi = \frac{U_1^2 + U_2^2 - U_3^2}{2U_1U_2} \qquad (13.7)$$

Si les deux tensions U_1 et U_2 n'ont pas du point commun, on utilise un transformateur intérmediaire Tr avec rapport de transformation unitaire 1/1 (fig. 13.5.b). Pour le cas particulier $U_1 = U_2 = U$ on obtient

$$\sin\frac{\varphi}{2} = \frac{U_3}{2U} \qquad (13.8)$$

Dans la réalisation pratique (fig. 13.5.c), on doit atténuer les tensions U_1 et U_2 jusqu'au niveau de référence U_0, pour pouvoir étalonner le voltmètre de mesure de U_3 directement en valeurs de φ. Sont utilisables dans la bande 20 Hz - 100 kHz, avec une précision de 5%.

13.2.3 La méthode des courbes représentatives

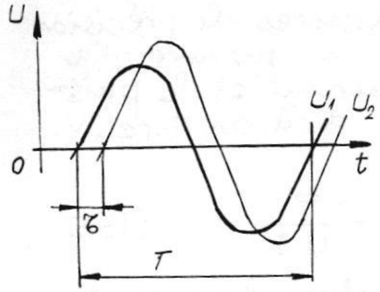


Fig. 13.6

Cette méthode consiste dans la mesure directe du déphasage sur les courbes $U = f(t)$.

Si les deux tensions de même fréquence sont enregistrées, on mesure τ et on calcule tout de suite φ (fig. 13.6)

$$\frac{\varphi}{2\pi} = \frac{\tau}{T} \quad \text{et} \quad \varphi = 2\pi\frac{\tau}{T} \qquad (13.9)$$

En haute fréquence on utilise un oscilloscope à 2 spots ou avec commutateur électronic et τ sera mesuré directement sur l'axe horizontale graduée.

13.2.4 La mesure avec l'oscilloscope cathodique

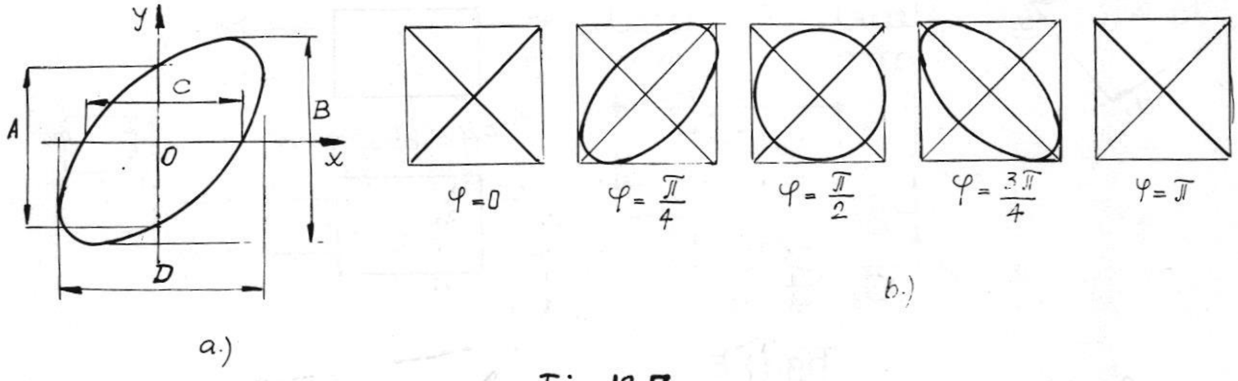


Fig. 13.7

Si on applique sur les plaques de déviation horizontale et verticale les deux signaux (tensions) déphasés avec l'angle φ, sur l'écran de l'oscilloscope on obtient les courbes de Lissajous

(voir aussi le par. 8.2.2 – Tome 1). Dans le cas général donc, les deux tensions $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$ et $u_2 = U_{2m} \sin(\omega t - \varphi)$, vont détérminer sur l'écran l'ellipse 13.7.a. On mesure A, B et C et on déduit

$$\varphi = \arcsin \frac{B}{A} \; ; \; \varphi = \arccos \frac{C}{A} \text{ et } \varphi = \operatorname{arctg} \frac{B}{C} \qquad (13.10)$$

La détérmination manque de précision autour de 90° et pour déduire le signe de φ il faut des opérations supplémentaires. La précision maximale ne depasse pas ± 5%.

Pour le cas de l'égalité des tensions u_1 et u_2, on obtient les courbes données en fig. 13.7.b.

13.2.5 La méthode de la comparaison

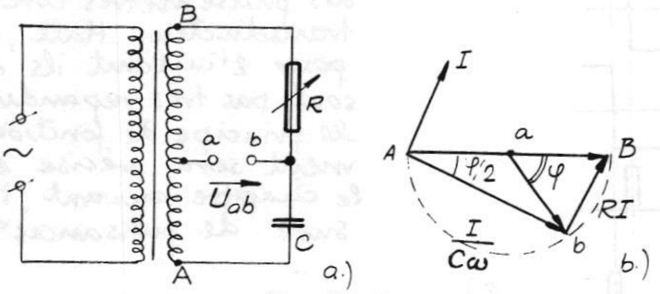


Fig. 13.8

La méthode est basée sur la production d'une tension U dont le déphasage par rapport à une tension de référence est connu et réglable.

Si on égale succéssivement la phase de cette tension avec les phases des tensions U_1 et U_2 (entre lesquelles on mesure le déphasage), soient les valeurs obtenues φ_1 et φ_2, on a tout de suite

$$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 \qquad (13.11)$$

φ_1 et φ_2 peuvent être détérminés avec l'oscilloscope (v. par. 13.2.4); pour un spot bien focalisé la précision atteint 1°.

D'habitude le circuit déphaseur est réalisé avec un transformateur avec prise médiane (fig. 13.8.a); si on modifie le groupe RC, on modifie le déphasage entre U_{ab} et U_{aB}, qu'on peut calculer avec la rélation (v. diagramme phasoriel 13.8.b)

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = RC\omega \qquad (13.11)$$

13.2.6 Le phasemètre électronique

Les deux signaux sinusoïdaux déphasés sont d'abord amplifiés et après transformés en impulsions réctangulaires; on les passe ensuite par un système dérivateur qui donne des impulsions correspondantes au passage des signaux par zero (fig. 13.9.a). Ces impulsions sont appliquées à l'entrée d'un système basculant avec deux états: A_1 – correspondant au canal 1 ($U_{diff.1}$), respectivement A_2 correspondant au canal 2 ($U_{diff.2}$). Or le déphasage peut être representé exactement comme le temps qui passe jusqu'à l'apparition du 2ème signal, donc proportionnel au temps dans lequel le système basculant se trouve dans l'état A_1. Dans

cet intervalle le circuit basculant debite un courant continu qui passe par l'ampèremètre magnétoélectrique ME (fig. 13.9.b), le déphasage étant mesuré directement par Imoyen indiqué par l'appareil.

Bien que l'étalonnage est indépendent de la fréquence, on l'utilise entre 10 Hz et 100 kHz avec une précision de 1% ÷ 2%.

On a construit aussi des phasemètres avec transducteur Hall, mais pour l'instant ils ne sont pas très repandus; le principe de fonctionnement sera précisé dans le chapitre suivant „Mesure de puissances"

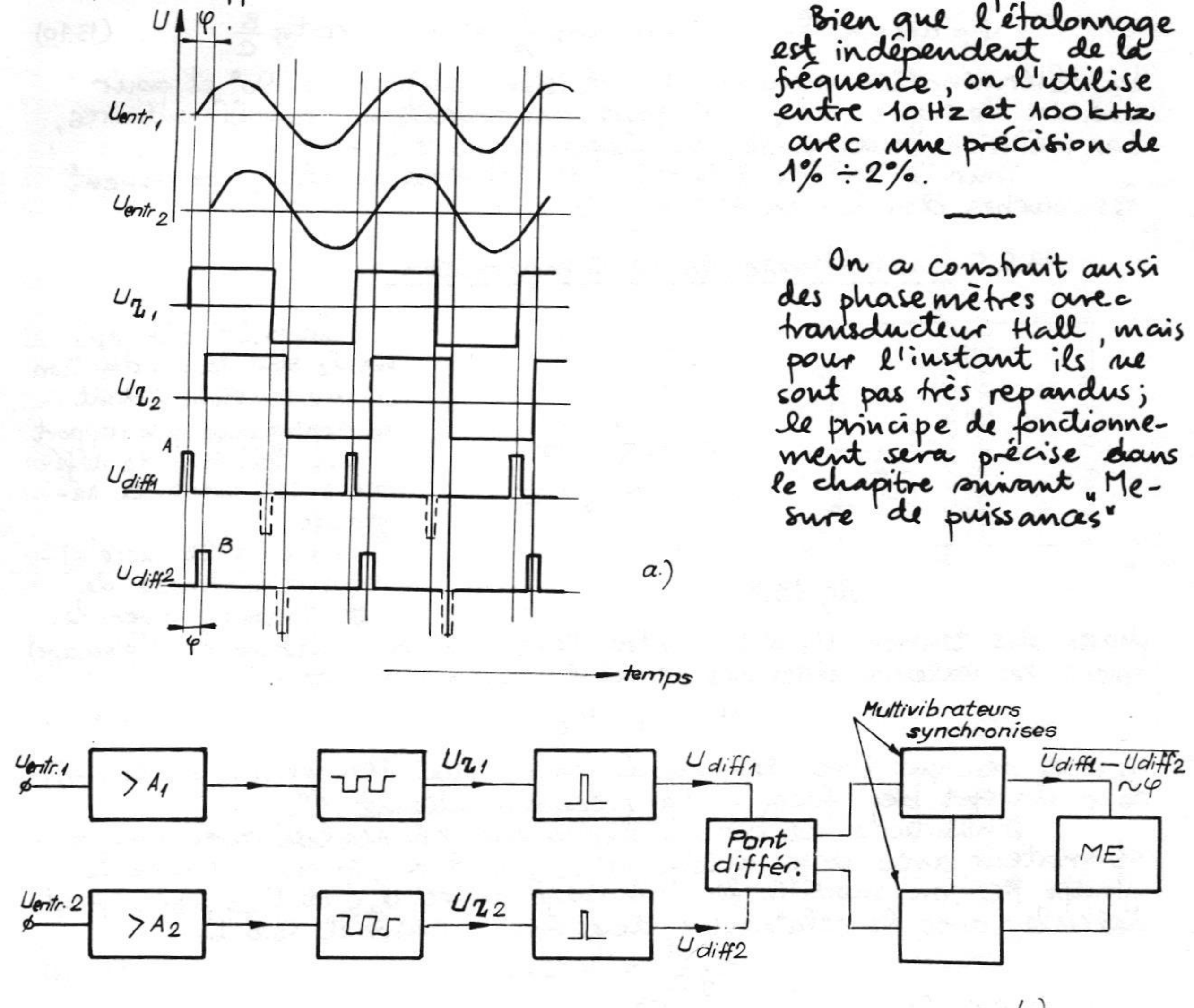


Fig. 13.9

— × —

CHAPITRE 14

MESURE de la PUISSANCE

14.1 La mesure directe de la puissance électrique

14.1.1 Le wattmètre électrodynamique

L'utilisation de l'élément moteur électrodynamique comme wattmètre a été présentée dans les par. 5.6.c (courant continu) et 5.6.f (alternatif) du Tome 1; le schéma de montage de principe est donné en fig. 14.1.

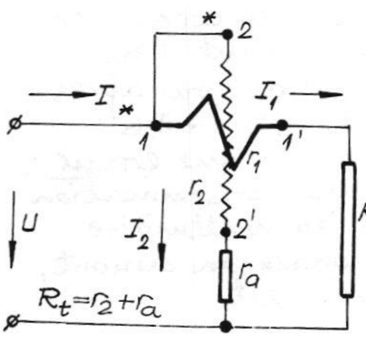


Fig. 14.1

En continu la déviation est

$$\alpha = \frac{I_1 U}{R_t W}\frac{dM_{12}}{d\alpha} = \frac{P}{R_t W}\frac{dM_{12}}{d\alpha} = c.P \qquad (14.1)$$

donc proportionnelle avec la puissance $P = UI_1$ consommée par le récepteur R; la constante c est égale à

$$c = \frac{1}{R_t W}\frac{dM_{12}}{d\alpha} = S_W\left[\frac{div}{W}\right] \qquad (14.2)$$

c.à.d. elle représente exactement la sensibilité du wattmètre, constante, donc l'échelle du wattmètre électrodynamique est uniforme.

En courant alternatif l'expression de la déviation est

$$\alpha = c\,U.I_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)\cos\varphi_2 \qquad (14.3)$$

où φ_1 est le déphasage introduit par le récepteur et φ_2 est le déphasage causé par la réactance du circuit de tension (v. fig. 5.27, Tome 1). Pour le cas $r_2 + r_a \gg X_2$, $\varphi_2 = 0$ et (14.3) devient

$$\alpha' = c.UI_1\cos\varphi_1 = c.S.\cos\varphi_1 = c.P \qquad (14.4)$$

donc la déviation est proportionnelle avec la puissance active consommée par le récepteur. Les indications du wattmètre en courant continu et alternatif de fréquence industrielle coïncident.

L'existence du déphasage φ_2 introduit l'erreur d'angle $\beta\varphi_2$ définie comme suit

$$\beta\varphi_2 = \frac{\alpha - \alpha'}{\alpha'}\cdot 100\,\% = \frac{\cos(\varphi_1-\varphi_2)\cos\varphi_2 - \cos\varphi_1}{\cos\varphi_1}\cdot 100\,\% \qquad (14.5)$$

Pour $\varphi_2 \leq 10$ min., on peut approximer $\cos\varphi_2 \cong 1$ et $\sin\varphi_2 \cong \varphi_2$, d'où

$$\beta_{\varphi_2} \cong \varphi_2 \cdot tg\varphi_1 \cdot 100 [\%] \quad (14.6)$$

L'erreur d'angle peut être compensée à l'aide du montage indiqué en fig. 5.28.b et c. (Tome 1), dont le but est de rapporter le courant I_2 qui passe par la bobine mobile en phase avec la tension U, agissant sur le groupe rC.

Si le wattmètre est utilisé avec un transformateur de mesure de courant dont l'erreur d'angle est δ_I (voir le schéma de connexion donné en fig. 6.12 – Tome 1), l'erreur d'angle sera (pour $\varphi_2 = 0$!)

$$\beta\delta_I = \delta_I \cdot tg\varphi_1 \cdot 100 [\%] \quad (14.7)$$

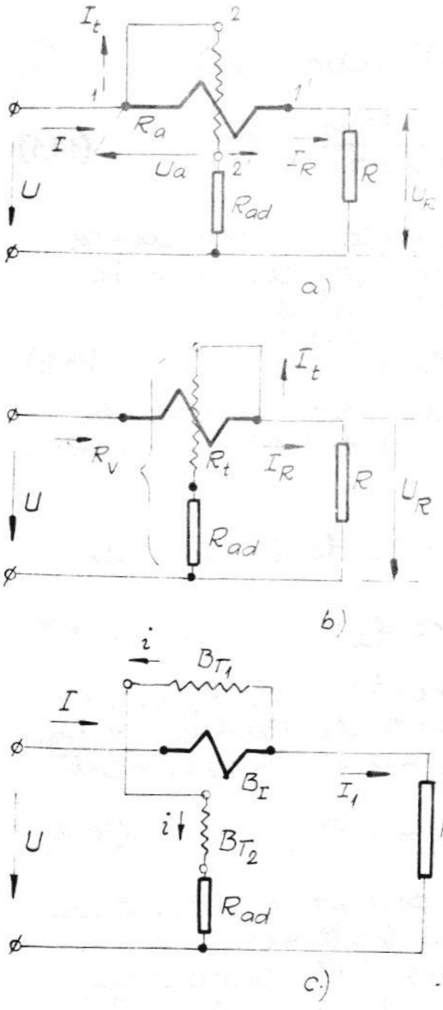


Fig. 14.2

Suivant la manière de connecter le circuit de tension avant (fig. 14.2.a – montage amont) ou après le circuit de courant (fig. 14.2.b. – aval) il apparait aussi une <u>erreur de montage</u>, due au consommation propre des bobines du wattmètre.

Ainsi, dans la connexion amont, la puissance mesurée est

$$P_{mes} = I.U = I(U_a + U_R) = I^2 R_a + I^2 R \quad (14.8)$$

où $I^2 R = P_R$ est la puissance consommée par le récepteur R et $I^2 R_a$ est la consommation propre du circuit de courant. L'erreur de montage sera

$$\varepsilon_{Am} = \frac{P_{mes} - P_R}{P_R} 100 [\%] = \frac{R_a}{R} \cdot 100 [\%] \quad (14.9)$$

donc la connexion amont est indiquée pour les cas $R \gg R_a$.

Dans le cas de la connexion aval on a :

$$P'_{mes} = UI = U(I_R + I_t) = \frac{U^2}{R} + \frac{U^2}{R_V} \quad (14.10)$$

où $\frac{U^2}{R} = P'_R$ est la puissance consommée par le récepteur R et $\frac{U^2}{R_V}$ la consommation du circuit de tension. L'erreur de montage sera

$$\varepsilon_{av} = \frac{P'_{mes} - P'_R}{P'_R} 100 [\%] = \frac{R_V}{R} \cdot 100 [\%] \quad (14.11)$$

donc la connexion aval est recommandée pour le cas $R \ll R_V$.

La compensation de l'erreur de montage se réalise avec une connexion spéciale des bobines - <u>le wattmètre compensé</u> (fig. 14.2.c). La bobine de tension est réalisée en deux sections B_{T_1} (fixe, bobinée sur la bobine de courant B_I) et B_{T_2} (la bobine mobile proprement dite). Les interactions à considérer seront

$$\left.\begin{array}{l} -\ B_I - B_{T_2}\ :\ M' \sim k.I.i \\ -\ B_{T_1} - B_{T_2}\ :\ M'' \sim k.i.i = ki^2 \end{array}\right\} \text{opposés} \qquad (14.12)$$

et l'équilibre correspond à leur couple résultant M , c.à.d.

$$M = M' - M'' \quad \text{ou} \quad k.I.i - k.i^2 = k.i(I-i) = k.i.I_1 \qquad (14.13)$$

où $I_1 = I - i$ est le courant qui parcourt le récepteur et $i = \frac{U}{r_t}$, r_t étant la résistance totale du circuit de tension ; le couple moteur résultant sera donc proportionnel à la puissance consommée <u>seulement</u> par le récepteur, $P = UI_1$

$$M \sim k.I_1 \frac{U}{r_t} = c.UI_1 = c.P \qquad (14.14)$$

et par la suite la déviation $\alpha \sim c.P$.

Le montage amont peut être compensé de même façon.

<u>Remarques</u>:
- Les bornes d'entrée du wattmètre doivent être respectées aussi en continu qu'en alternatif (v. fig. 5.28.a et l'explication annexée)
- L'utilisation correcte du wattmètre demande de connecter toujours un voltmètre et un ampèremètre dans le circuit d'utilisation.
- Pour les wattmètres spéciales pour un certain cosφ, la puissance nominale correspond à ce „cosφ" donc

$$\left.\begin{array}{l} P_{max} = U_{max} I_{max} \cos\varphi \\ \text{et} \quad c_W = \dfrac{U_{max} I_{max} \cos\varphi}{\alpha_{max}} \left[\dfrac{W}{div}\right] \end{array}\right\} \qquad (14.15)$$

14.1.2 <u>Le varmètre électrodynamique</u>

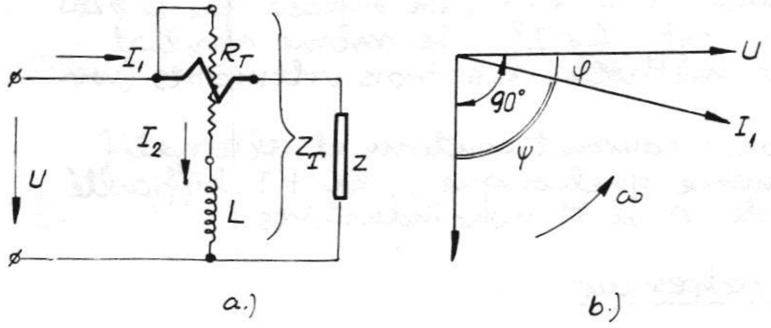


Fig. 14.3

Le wattmètre électrodynamique réactif (varmètre) est réalisé à partir d'un élément moteur électrodynamique en lui ajoutant une inductance additionnelle L à la place de la résistance additionnelle du circuit de tension (fig. 14.3.a).

Par la suite les courants I_1 et I_2 vont être déphasés avec l'angle $\psi = (\widehat{I_1, I_2})$ de telle façon que (v. fig. 14.3.b)

$$\varphi + \psi = 90^\circ \quad \text{et} \quad \psi = 90^\circ - \varphi \qquad (14.16)$$

où $\varphi = (\widehat{U, I_1})$ est le déphasage produit par le récepteur Z.

La déviation sera (même déduction que pour le wattmètre - par. 5.6.f - Tome 1)

$$\alpha = c.I_1 I_2 \cos(\widehat{I_1, I_2}) = c.I_1 \frac{U}{Z_t} \cos(90-\varphi) =$$

$$= c_Q I_1 U \sin\varphi = c_Q.Q \qquad (14.17)$$

donc proportionnelle avec la puissance réactive $Q = UI_1 \sin\varphi$; $c_Q = \frac{c}{Z_t}$ représente la sensibilité du varmètre où Z_t est l'impédance (en module) du circuit de tension. L'appareil doit être utilisé à la fréquence nominale ($\underline{Z}_t = R_T + j\omega L = f(\omega)$!)

14.1.3 Le wattmètre électrostatique

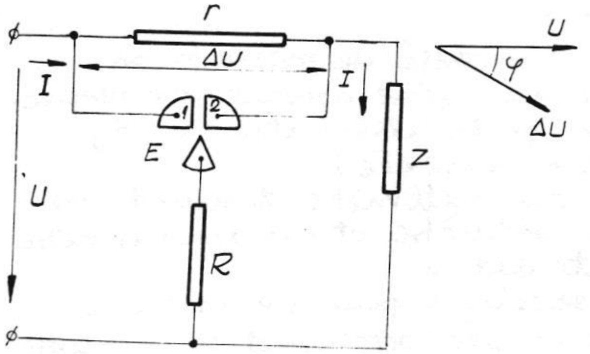


Fig. 14.4

Si sur les cadrans de l'électromètre (fig. 11.7) on applique une chute de tension ΔU produite par le courant absorbé par le récepteur Z, à savoir $\Delta U = I.r$ (fig. 14.4) et on connecte l'électrode mobile en parallèle avec le récepteur (par l'intermédiaire d'une grande résistance R), la déviation (11.16) devient après des calculs

$$\alpha = k.U.\Delta U \cos(\widehat{U, \Delta U}) =$$

$$= c.U.I.\cos\varphi = c.P \qquad (14.18)$$

donc proportionnelle avec la puissance active consommée par le récepteur Z (la constante $c = k/r$; on suppose que $U \gg \Delta U$ et l'erreur de consommation est $\frac{1}{2} r.I^2$). Le même résultat s'obtient en appliquant la méthode des trois voltmètres (voir par. 14.3.2).

Domaine d'utilisation : courant continu et alternatif (forme de la courbe et fréquence quelconque), en HT. Difficulté majeure - la réalisation de r et R non-inductives.

14.1.4 Le wattmètre redresseur

On réalise le schéma 14.5 avec deux diodes D_1 et D_2 identiques,

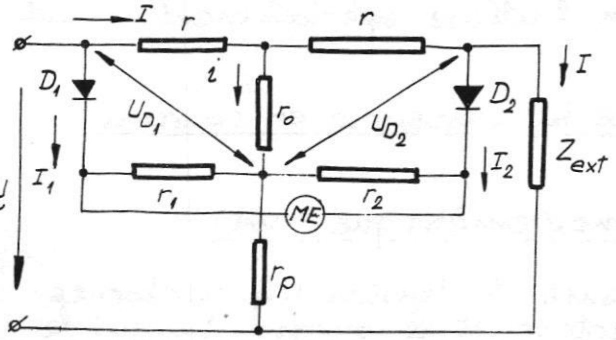


Fig. 14.5

de telle façon que les courants I_1 et I_2 soient proportionnels avec le carré des tensions U_{D1} respectivement U_{D2} :

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= k_1 U_{D1}^2 = k_1 (Ir + ir_0)^2 \\ I_2 &= k_2 U_{D2}^2 = k_2 (Ir - ir_0)^2 \end{aligned}\right\} \quad (14.19)$$

On peut maintenant calculer les tensions U_1 et U_2 sur les résistances additionnelles r_1 respectivement r_2, dont la différence est mesurée avec l'appareil magnétoélectrique ME ; en plus i est proportionnel avec U, $i = k.U$ et si on choisit les éléments du wattmètre telles que $k_1 r_1 = k_2 r_2$, la déviation sera

$$\alpha = U_1 - U_2 = I_1 r_1 - I_2 r_2 = 4 k_1 r_1 r r_0 I i = k'. I. k.U = c.P \quad (14.20)$$

où $c = 4 k_1 r_1 r r_0 . k$ = constante. La précision est limitée surtout par les difficultés constructives (3% - 5%). La consommation est faible et la bande de fréquence assez grande.

14.1.5 Le wattmètre thermoélectrique

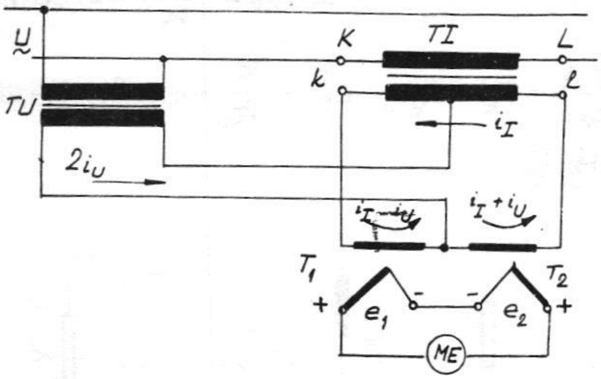


Fig. 14.6

Les deux thermo éléments T_1 et T_2, avec les caractéristiques identiques sont alimentés avec la somme $i_I + i_U$, respectivement la différence $i_I - i_U$ des courants debités par les sécondaires des transformateurs de courant TI, respectivement de tension, TU ; ces courants étant proportionnels avec le courant I ($i_I \sim I$), respectivement la tension U ($i_U \sim U$), les tensions thermo-électromotrices e_1 et e_2 seront (on utilise les valeurs effectives)

$$\left.\begin{aligned} e_1 &= k_1 I_1^2 = k_1 (I_U - I_I)^2 = k_1 (k_U U - k_I I)^2 \\ e_2 &= k_2 I_2^2 = k_2 (I_U + I_I)^2 = k_2 (k_U U + k_I I)^2 \end{aligned}\right\} \quad (14.21)$$

L'appareil magnétoélectrique ME dévie proportionnellement avec $e_1 - e_2$, donc pour T_1 et T_2 identiques ($k_1 = k_2 = k_T$) on aura

$$\alpha = e_1 - e_2 = k_T 4 k_I k_U I.U = c.U.I = c.P \quad (14.22)$$

où $C = 4\,k_T k_I k_U$ = constante. On l'utilise spécialement en haute fréquence.

14.2 La mesure indirecte de la puissance en courant continu.

14.2.1 La méthode Volt-Ampèremètrique (VA)

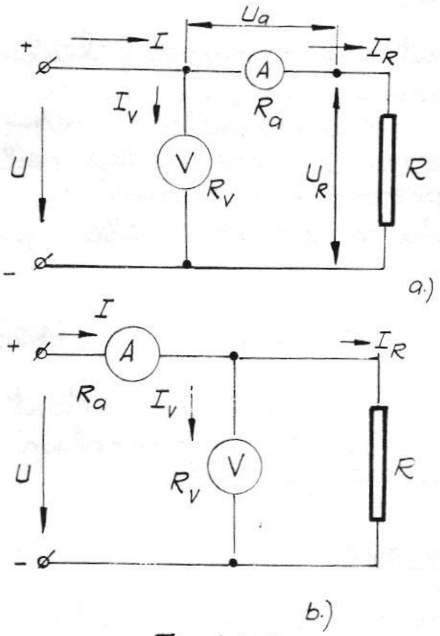


Fig.14.7

On mesure la tension U_R aux bornes d'un récepteur et le courant I_R qui le parcourt, d'où on détermine tout de suite

$$P = U_R \cdot I_R \ [W] \qquad (14.23)$$

à l'aide des schémas donnés en fig. 14.7

Suivant le montage du voltmètre en amont (fig. 14.7.a) ou en aval (fig. 14.7.b), on commet des erreurs dues aux consommations propres de l'ampèremètre ($P_a = R_a I^2$), respectivement du voltmètre ($P_V = U^2/R_V$):

-amont: $$P_{mes} = U_{mes} I_{mes} = (U_R + U_a) I = $$
$$= P_R + P_a \ ; \qquad (14.24)$$

$$e_r = \frac{P_{mes} - P_R}{P_R} \cdot 100\,\% = \frac{R_a}{R} \cdot 100\,\% \qquad (14.25)$$

-aval: $$P_{mes} = U_{mes} I_{mes} = U\left(I_R + \frac{U}{R_V}\right) = P_R + P_V \ ; \quad e_r' = \frac{R}{R_V} \cdot 100\,\% \qquad (14.26)$$

14.2.2 Le wattmètre à effet Hall

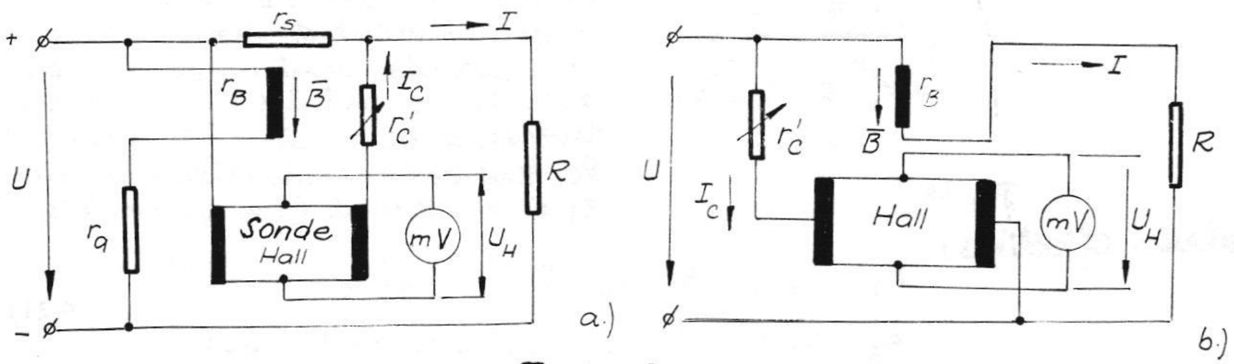


Fig.14.8

La mesure de la puissance avec la sonde (le transducteur) Hall est basée sur la propriété de „multiplicateur" de cet élément : la tension Hall est proportionnelle à la fois avec le courant de commande I_c et avec l'induction B (rel. 9.49). On

peut arranger les éléments du wattmètre Hall dans deux dispositions :

- fig.14.8.a : $I_c = \frac{I.r_s}{r_c + r_s + r_c'} = k_I I$; $B = k \frac{U}{r_B + r_a} = k_U U$ (14.27)

donc la déviation du milivoltmètre mesurant la tension Hall sera (v.rel.9.49):

$$\alpha \sim U_H = R_H \frac{B.I_c}{d} = k_H k_U k_I\, U.I = c_H.P \quad (14.28)$$

proportionnelle avec la puissance consommée en circuit ; c_H est constante, $c_H = \frac{R_H}{d} \cdot \frac{k}{r_B + r_a} \cdot \frac{r_s}{r_c + r_s + r_c'}$, tous les éléments qui la déterminent étant constants : r_B - la résistance de la bobine de l'électroaimant générateur de champ ; r_a - résistance additionnelle ; r_c - résistance de la sonde Hall sur le côté de commande ; r_c' - rheostat de réglage de I_c ; r_s - résistance de shunt.

- fig. 14.8.b : $I_c = \frac{U}{r_c + r_c'} = k_U U$; $B = k_B . I$ (14.29)

d'où

$$\alpha \sim U_H = k_H k_U k_B\, U.I = c_H'.P \quad (14.30)$$

donc l'indication de l'appareil est proportionnelle avec la puissance consommée.

L'avantage éssentiel de ces wattmètres est l'indication de la puissance par une tension (U_H), laquelle peut être télémesurée ou bien elle peut commander un système de réglage automatique. Pour mesures précises il faut appliquer les corrections de montage.

14.3 La mesure de la puissance active et réactive en courant alternatif monophasé

14.3.1 La méthode des trois appareils (V, A, W)

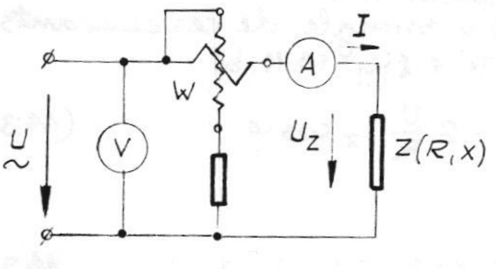


Fig. 14.9

Pour les mesures de précision industrielle, on mesure U, I et P à l'aide du schéma 14.9, d'où on tire

- la puissance apparente $S = U.I$ (14.31)

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{UI} \quad (14.32)$$

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{(UI)^2 - P^2} \quad (14.33)$$

où Q est la puissance réactive. On peut éffectuer les corrections de montage (p.ex. montage amont en fig. 14.9)

14.3.2 La méthode des trois voltmètres

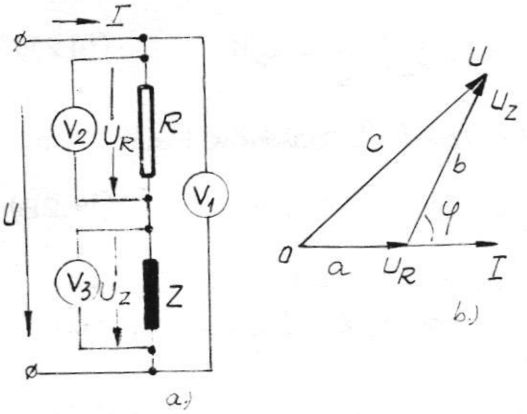


Fig. 14.10

Si on considère les côtés d'un triangle quelconque, on peut écrire la théorème de Pitagora généralisée (v. fig. 14.10.b):

$$c^2 = a^2 + b^2 + 2ab\cos(\widehat{a,b}) \qquad (14.34)$$

Si ces côtés sont exactement les trois tensions mesurées avec le schéma 14.10.a, la rélation (14.34) devient:

$$U^2 = (RI)^2 + U_Z^2 + 2RIU_Z\cos\varphi \qquad (14.35)$$

où $U_R = R.I$ est la tension produite par le courant du récépteur dans une résistance non-inductive de faible valeur, R; U_Z - la tension aux bornes du récepteur Z; U - la tension totale. D'ici on trouve la puissance active

$$P = U_Z I\cos\varphi = \frac{U^2 - U_R^2 - U_Z^2}{2R} \qquad (14.36)$$

L'approximation resulte à cause des consommations propres des voltmètres. La méthode s'applique dans le domaine de $\sim 10^2$-$\sim 10^3$ Hz, où les wattmètres électrodynamiques ne sont pas utilisables. La précision maximale s'obtient pour $U_Z \simeq U_R$.

14.3.3 La méthode des trois ampèremètres

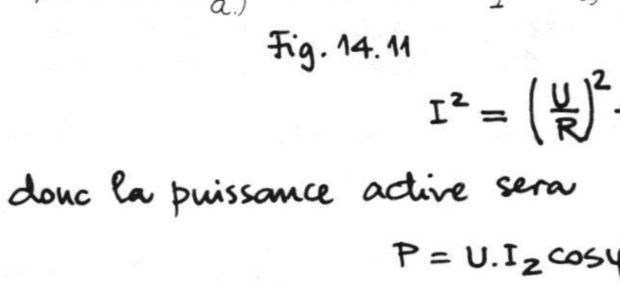


Fig. 14.11

Suivant le même principe decrit ci-dessus, on mésure avec le montage 14.11.a, trois courants: I - le courant total; I_R - le courant produit par U appliquée à une très grande résistance R et I_Z - le courant absorbé par le récepteur Z.

Du triangle de ces courants on tire (fig. 14.11.b)

$$I^2 = \left(\frac{U}{R}\right)^2 + I_Z^2 + 2\frac{U}{R}I_Z\cos\varphi \qquad (14.37)$$

donc la puissance active sera

$$P = U.I_Z\cos\varphi = \frac{R}{2}(I^2 - I_R^2 - I_Z^2) \qquad (14.38)$$

La précision maximale s'obtient pour $I_Z \simeq I_R$; les considérations présentées en 14.3.2 restent valables.

14.3.4 Méthodes basées sur l'effet Hall

La puissance active peut être mesurée avec n'importe quel des schémas 14.8, puisque à cause de sa inértie mécanique, le milivoltmètre de courant continu va indiquer en alternatif une valeur moyenne de la tension Hall dans une période, c.à.d.:

$$U_{Hmed} = \frac{c_H}{T}\int_0^T u.i\, dt = c_H \sum_1^{\infty} U_\nu I_\nu \cos\varphi_\nu = c_H.P \quad (14.39)$$

où U_ν et I_ν sont les valeurs effectives des harmoniques d'ordre „ν" des composantes de la tension et du courant, et φ_ν l'angle de dephasage entr- elles. P est la puissance active du système monophasé.

La puissance apparente se mesure avec le montage présente en fig. 14.12, où on élimine la composante continue de la tension Hall (proportionnelle avec P) et on mesure la composante alternative (directement ou après redressement).

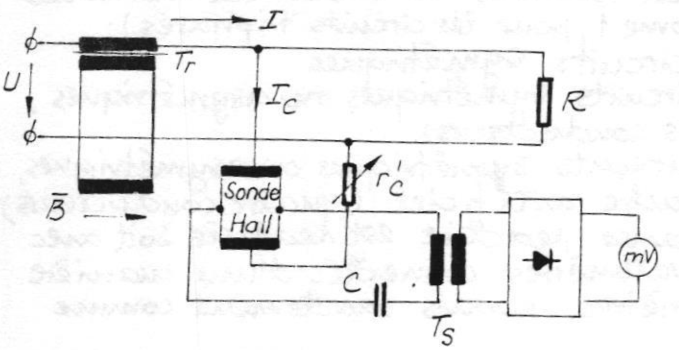


Fig. 14.12

Si on considère

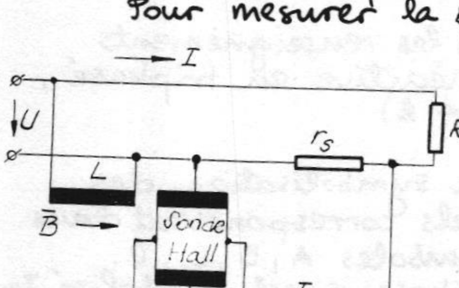
$$\left.\begin{aligned} u &= U_m \sin\omega t \quad \text{et} \\ i &= I_m \sin(\omega t+\varphi) \end{aligned}\right\} (14.40)$$

la tension de Hall sera

$$U_H = c\,[UI\cos\varphi - UI\cos(2\omega t+\varphi)] \quad (14.41)$$

et la puissance apparente sera mesurée à l'aide du deuxième terme, dont l'amplitude est exactement $S = UI$!

Pour mesurer la puissance réactive il faut assurer entre U et B un déphasage de 90° (fig. 14.13) pourque le déphasage entre B et I_C devienne 90° − φ. Dans ce cas la tension Hall sera proportionnelle avec:



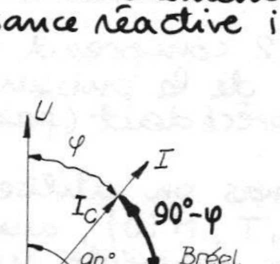


Fig. 14.13

$$U_H \sim U.I.\cos(90-\varphi) = U.I.\sin\varphi = Q \quad (14.42)$$

donc avec la puissance réactive. Il faut cependant compenser l'angle δ du au déphasage inductif imparfait.

Les problèmes de l'utilisation de l'effet Hall dans la mesure des puissances en monophasé, peuvent être généralisés aussi dans les régimes triphasés, avec les particularités correspondantes aux ces régimes.

Dans la présentation des principaux types des appareils et méthodes, on a négligé ceux qui sont peu repandus ou trop spécialisés : le wattmètre et le varmètre à induction, le wattmètre thermique, etc.

14.4 La mesure de la puissance dans les circuits triphasés

14.4.1 Généralités

La mesure de la puissance active dans les circuits de courant alternatif triphasés est réalisée à l'aide des méthodes utilisant (voir aussi par. 1.2, Tome 1, pour les circuits triphasés):
- un wattmètre, pour les circuits symétriques
- deux wattmètres, pour les circuits symétriques ou asymétriques, sans conducteur neutre (trois conducteurs)
- trois wattmètres, pour les circuits symétriques ou asymétriques, avec le neutre accessible ou neutre artificiel (quatre conducteurs)

La mesure de la puissance réactive est realisée soit avec les méthodes ci-dessus (les wattmètres connectés d'une manière spéciale), soit avec des varmètres, montés exactement comme les wattmètres

14.4.2 La mesure de la puissance active

Les schémas de connexion, les rélations de calcul, les diagrammes phasoriels et les indications d'utilisation sont présentés dans le tableau 14.1, pour chaque typ de circuit.

14.4.3 La mesure de la puissance réactive

Le tableau 14.2 comprend tous les renseignements concernant la mesure de le puissance réactive en triphasé, comme dans le cas précédent (par. 14.4.2)

Note: Dans les schémas on utilise la symbolisation des phases : R, S, T, N (0), auxquels correspondent dans les diagrammes phasoriels les symboles A, B, C, 0. Par exemple : le courant de la phase S est symbolisé I_B; une tension entre les phases R et T sera U_{AC}, etc.

— x —

Tableau 14.1

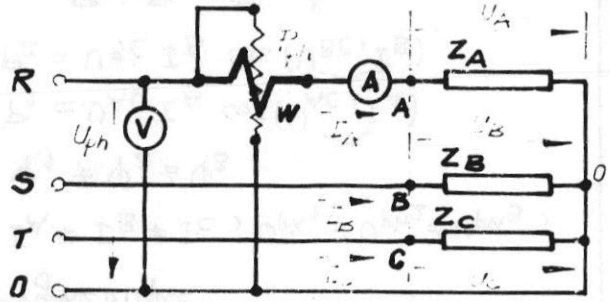
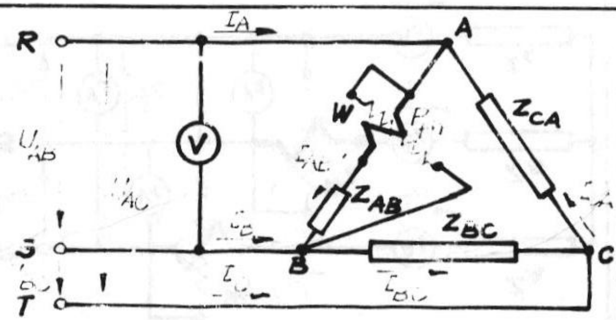
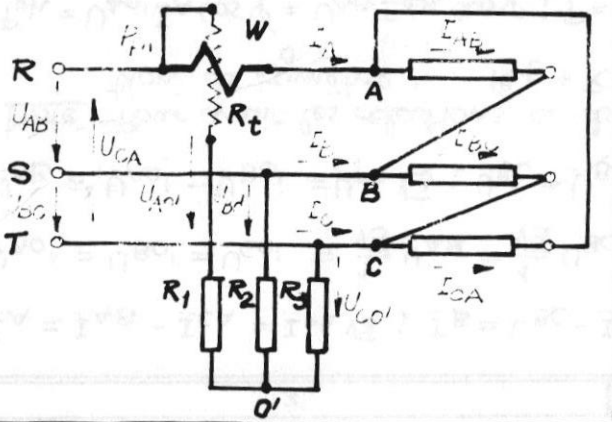
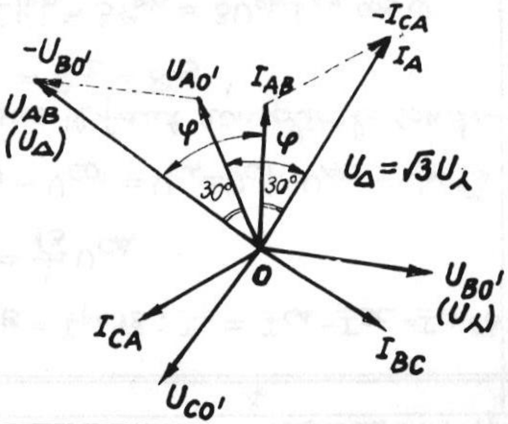
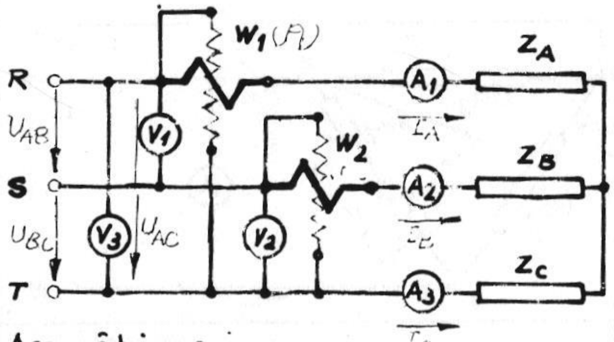
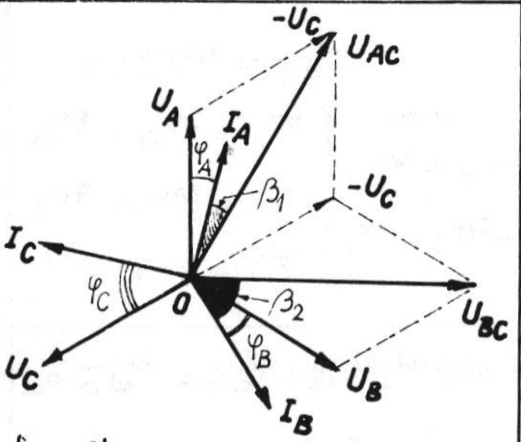
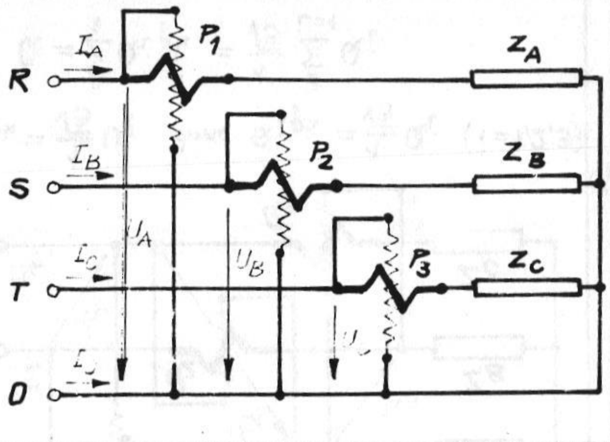
Méthode	Circuit d'utilisation	Schéma de montage	Relations de calcul	Observations
1	2	3	4	5
Avec un watt-mètre	Circuit symétrique en étoile avec le neutre accessible		$Z_A = Z_B = Z_C = Z_{ph}$; $I_A = I_B = I_C = I_{phase}$; $U_A = U_B = U_C = U_{ph}$; $\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi_{ph}$ } $P_A = P_B = P_C = P_{ph}$ donc $P = \Sigma P_{ph} = 3P_{ph} = 3U_{ph}I_{ph}\cos\varphi_{ph}$	$S = 3S_{ph} = 3U_{ph}I_{ph}$; $\cos\varphi_{ph} = \frac{U_{ph}}{I_{ph}}$; $Q_{ph} = \sqrt{S_{ph}^2 - P_{ph}^2}$
	Circuit symétrique en triangle avec la phase accessible		$U_{AB} = U_{BC} = U_{CA}$; $I_{AB} = I_{BC} = I_{CA}$; $\varphi_{AB} = \varphi_{BC} = \varphi_{CA}$ } $P_{AB} = P_{BC} = P_{CA} = P_{ph}$ donc $P = \Sigma P_{ph} = 3P_{ph}$	— " —
	Circuit symétrique en triangle avec la phase inaccessible (suite page 76)			suite du calcul pag. 76

Tableau 14.1 (suite)

1	2	3	4	5
	(suit de la page 75) circuit symétrique en triangle avec la phase inaccessible	$\underline{I}_A = \underline{I}_{AB} - \underline{I}_{CA} = \underline{I}_{ph}\sqrt{3}$; $\underline{I}_B = \underline{I}_{BC} - \underline{I}_{AB} = \underline{I}_{ph}\sqrt{3}$; $\underline{I}_C = \underline{I}_{CA} - \underline{I}_{BC} = \underline{I}_{ph}\sqrt{3}$ $U_{AO'} = U_{BO'} = U_{CO'} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{AB} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{BC} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{CA}$ $\underline{U}_{AB} = \underline{U}_{AO'} - \underline{U}_{BO'} = \underline{U}_{ph}\sqrt{3}$; $\underline{U}_{BC} = \underline{U}_{BO'} - \underline{U}_{CO'} = \underline{U}_{CA} = \underline{U}_{CO'} - \underline{U}_{AO'} = \underline{U}_{ph}\sqrt{3}$ Note : Pour avoir les relations ci-dessus il faut remplir la condition de symétrie : $R_t + R_1 = R_2 = R_3$! $P_{ph} = U_{AO'} I_A \cos\varphi = U_{AB} I_{AB} \cos\varphi$; $P = \Sigma P_{ph} = 3P_{ph} = 3U_{ph} I_{ph} \cos\varphi$		
Avec deux watt-mètres (voir notice* à la fin du tableau)	Circuits symétriques et asymétriques avec trois conducteurs en étoile ou en triangle	 Asymétrique : $I_A \neq I_B \neq I_C$; $U_{ph_1} \neq U_{ph_2} \neq U_{ph_3}$; $\varphi_1 \neq \varphi_2 \neq \varphi_3$ $P_1 = U_{AC} I_A \cos(\widehat{U_{AC}, I_A})$ $P_2 = U_{BC} I_B \cos(\widehat{U_{BC}, I_B})$ $P = P_1 + P_2$! Note : $I_\ell = I_{ph}$; $U_\ell = \sqrt{3} U_{ph}$ (λ)	 Symétrique : $I_A = I_B = I_C = I_\ell$ $U_{AB} = U_{BC} = U_\ell$; $\varphi_A = \varphi_B = \varphi \Rightarrow$ $\beta_1 = 30 - \varphi$; $\beta_2 = 30 + \varphi$ et $P = P_1 + P_2 = U_\ell I_\ell [\cos(30-\varphi) + \cos(30+\varphi)] = \sqrt{3} U_\ell I_\ell \cos\varphi$ donc $P = P_1 + P_2 = \sqrt{3} U_\ell I_\ell \cos\varphi = S \cos\varphi$	- Les relations de calcul seront données pour le circuit symétrique - Le signe de P_1 et P_2 dépend de β_1 et β_2 - La puissance réactive et le facteur de puissance : $Q = \sqrt{3}(P_1 - P_2) = \sqrt{3} U_\ell I_\ell \sin\varphi$ $\cos\varphi = \frac{P_1 + P_2}{\sqrt{3} U_\ell I_\ell}$ $tg\varphi = \sqrt{3}\frac{P_1 - P_2}{P_1 + P_2}$

suite page 77

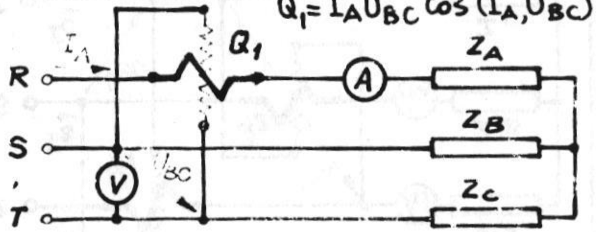
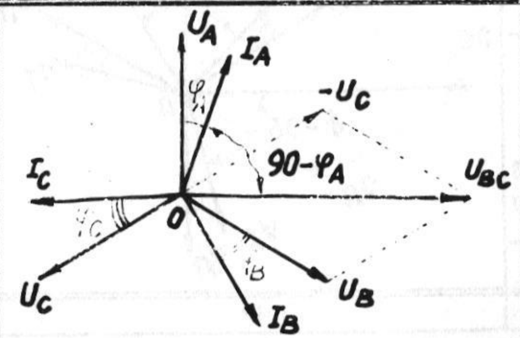
Tableau 14.1 (suite)

1	2	3	4	5
Avec trois watt-mètres (voir notice**)	Circuit symétrique ou asymétrique en étoile avec conducteur neutre		$P_1 = U_A I_A \cos\varphi_A$ $P_2 = U_B I_B \cos\varphi_B$ $P_3 = U_C I_C \cos\varphi_C$ $P = \sum_1^3 P_i = \sum_1^3 U_{ph_i} I_{ph_i} \cos\varphi_i$ Circuit symétrique : $P = 3P_{ph} = 3U_{ph} I_{ph} \cos\varphi = \sqrt{3} U_l I_l \cos\varphi$	-Puissance réactive par phase (i=1,2,3) $Q_i = \sqrt{S_i^2 - P_i^2}$ $Q = \sum_1^3 Q_i$ -Facteur de puissance $\cos\varphi_i = \frac{P_i}{S_i}$ (i = 1,2,3)

* Sur ce principe on construit les wattmètres triphasés ayant deux éléments moteurs monophasés lesquels agissent sur un seul équipage mobile dont la déviation sera proportionnelle avec la somme $P_1 + P_2$ des puissances mesurées avec chaque élément. Sert comme principe aussi pour les compteurs triphasés avec deux éléments actifs.

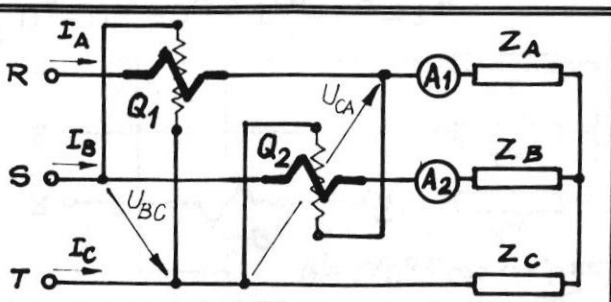
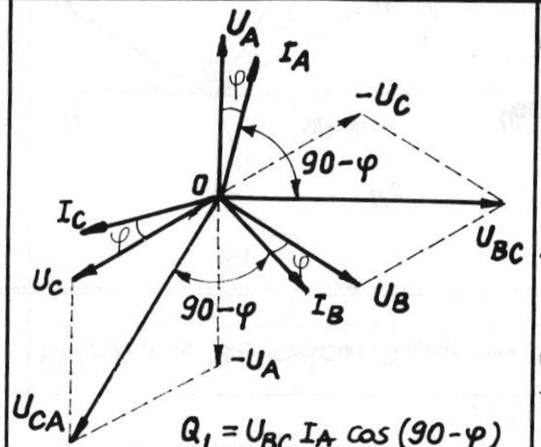
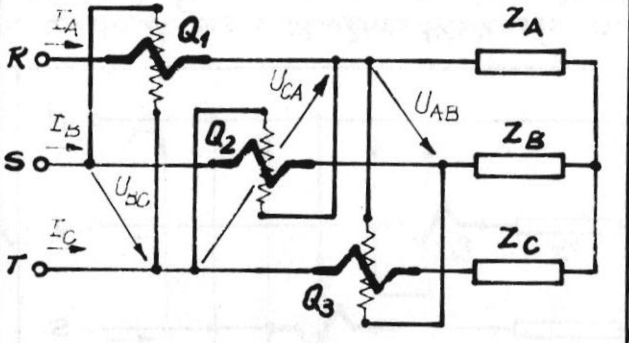
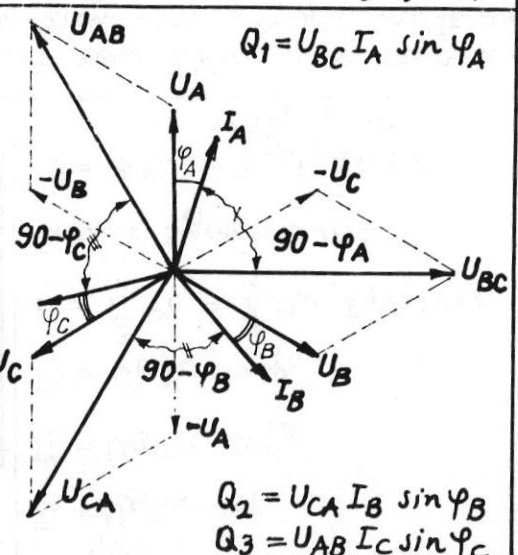
** Principe utilisé pour la construction des compteurs triphasés à induction avec trois éléments

Tableau 14.2

Méthode	Circuit d'utilisation	Schéma de montage	Relations de calcul. Diagrammes	Observations
1	2	3	4	5
Avec un watt-mètre	Circuits symétriques en étoile ou en triangle (avec trois conducteurs) P.ex : en étoile	$Q_1 = I_A U_{BC} \cos(\widehat{I_A, U_{BC}})$  $U_A = U_B = U_C$; $I_A = I_B = I_C$; $\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi$		$Q_1 = U_{BC} I_A \cdot \cos(90-\varphi)$ $Q_1 = U_l I_l \sin\varphi$ $Q = \sqrt{3}\, Q_1 \Rightarrow$ $Q = \sqrt{3} U_l I_l \sin\varphi$

suite page 78

Tableau 14.2 (suite)

1	2	3	4	5
Avec deux watt-mètres	Circuits symétriques en étoile ou en triangle (avec trois conducteurs) P. ex: en étoile	 $U_A = U_B = U_C$; $I_A = I_B = I_C$ $\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi$	 $Q_1 = U_{BC} I_A \cos(90-\varphi)$ $Q_2 = U_{CA} I_B \cos(90-\varphi)$ $Q = \frac{\sqrt{3}}{2}(Q_1+Q_2) = \sqrt{3}\, U_\ell I_\ell \sin\varphi$	- Le réglage constructif se réalise afin d'avoir $Q = Q_1 + Q_2$ - Le même principe est utilisé pour la construction des compteurs triphasés d'énergie réactive.
Avec trois watt-mètres	Circuits asymétriques en étoile ou en triangle (avec trois conducteurs) P. ex: en étoile	 $U_{ph} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_\ell$ donc $Q_{iph} = \frac{1}{\sqrt{3}} Q_i$ $(i=1,2,3)$ et $Q = \sum_1^3 Q_{iph} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sum_{i=1}^3 Q_i$ $Q_i = U_\ell I_i \cos(90-\varphi_i) = U_\ell I_i \sin\varphi_i$	$Q_1 = U_{BC} I_A \sin\varphi_A$  $Q_2 = U_{CA} I_B \sin\varphi_B$ $Q_3 = U_{AB} I_C \sin\varphi_C$ $Q = \frac{1}{\sqrt{3}}(Q_1 + Q_2 + Q_3)$	- Pour un circuit symétrique $Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q'$ et $Q = \sqrt{3}\, Q'$

CHAPITRE 15

MESURE de l'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

15.1 Généralités

L'énergie électrique active résulte par l'intégration de la puissance électrique active dans l'intervalle de temps $\Delta t = t_2 - t_1$

$$\int_{t_1}^{t_2} P.\,dt = W \quad [\text{W.s.}; \text{kWh}] \qquad (15.1)$$

L'énergie réactive s'obtient par l'intégration de la puissance réactive

$$\int_{t_1}^{t_2} Q.\,dt = W_r \quad [\text{V.Ar}] \qquad (15.2)$$

Les opérations d'intégration (15.1) et (15.2) sont réalisées à l'aide des compteurs d'énergie électrique, active ou réactive.

Les principaux types de compteurs utilisés sont:
- le compteur électrodynamique (en courant continu)
- le compteur à induction (énergie active ou réactive, circuits mono ou triphasés)

L'enregistrement de la grandeur mesurée se fait avec un compteur mécanique de rotations, entraîne à l'aide d'un vis sans fin fixé sur l'axe de l'appareil; le rapport de transmission „A" représente le nombre des rotations correspondant à une unité d'énergie [rotations, tours/kWh]; la constante nominale „$C = A^{-1}$" représente le nombre d'unités d'énergie par rotation.

15.2 Mesure de l'énergie électrique en courant continu

15.2.1 Le compteur électrodynamique

Du point de vue des connexions, le compteur électrodynamique est semblable au wattmètre électrodynamique (voir le par. 5.6.c, Tome 1, et 14.1.1), mais l'équilibrage est dynamique, c.à.d., à la vitesse de rotation constante de l'équipage mobile.

---

* Les compteurs pour la mesure de la quantité d'électricité ont été traités dans le chapitre 10 (magnétoélectrique, électrolytique)

Du point de vue constructif on peut l'assimiler au moteur de courant continu, avec collecteur en dérivation et le circuit magnétique à l'air (fig. 15.1.a). La bobine de courant 11' fixe est connectée en série avec le récepteur R, pendant que le circuit de tension, composé d'un rotor 2 (bobiné avec 2 ou 3 bobines - fig. 15.1.b, c), une bobine de compensation 9, le collecteur 3 et les balais 4, en série avec une résistance additionnelle r_{ad}, est connecté en parallèle.

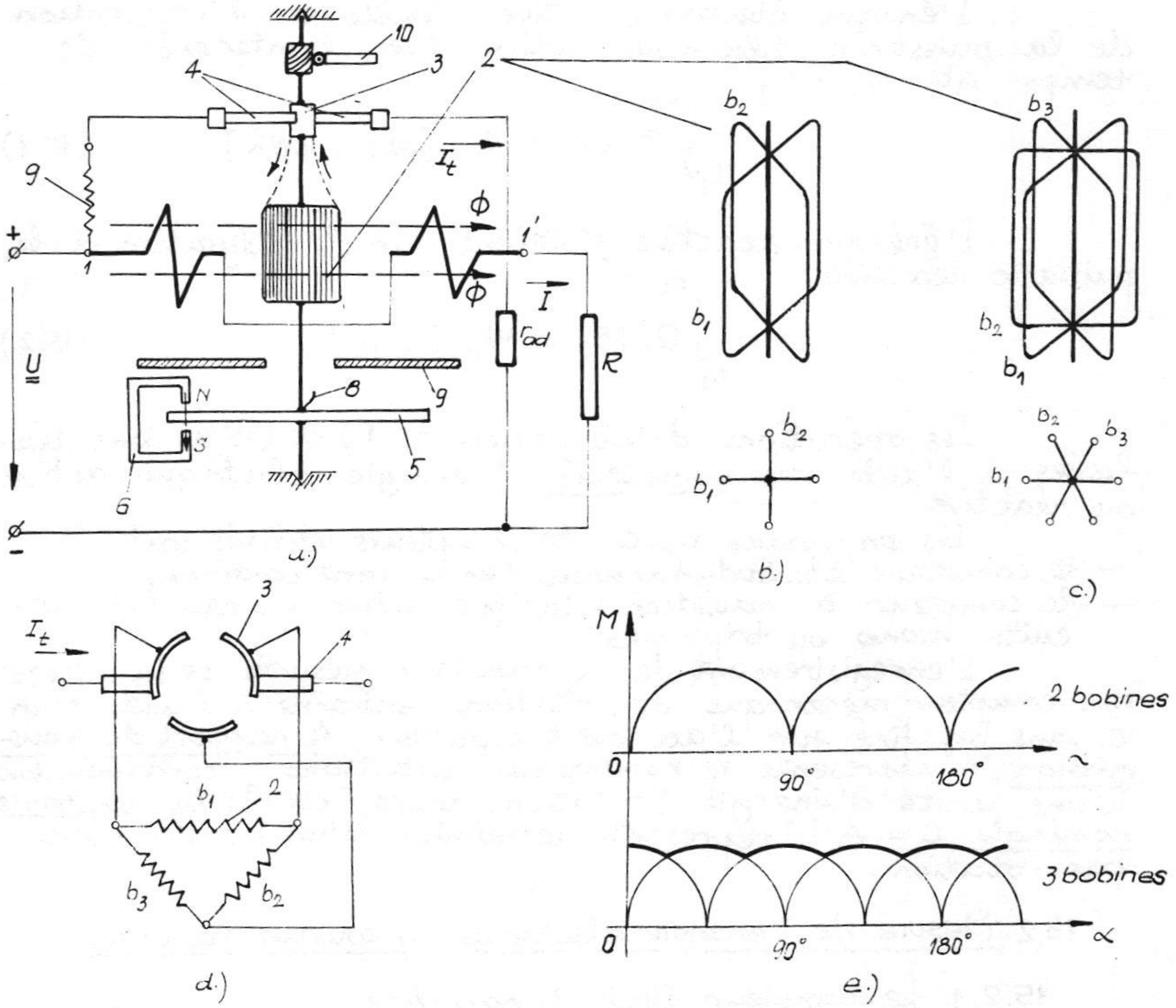


Fig. 15.1 : a - le principe constructif ; b - rotor à 2 bobines ; c - rotor à 3 bobines ; d - la connexion des bobines au collecteur ; e - la variation du couple moteur avec l'angle de rotation du rotor.

Le courant I produit le flux Φ dont l'interaction avec le courant It produit le couple moteur M, qui détermine le mouvement de rotation l'équipage mobile :

$$M = k_1 \Phi I_t \tag{15.1}$$

Vu que la vitesse de rotation et Φ sont petits, la force contra-électromotrice induite E dans le rotor est négligeable, donc

$$I_t = \frac{U - E}{r_t} \cong \frac{U}{r_t} \tag{15.2}$$

où r_t est la résistance totale du circuit de tension et U est la tension appliquée. Puisque le flux Φ est proportionnel avec le courant I

$$\Phi = k_2 I \tag{15.3}$$

la relation (15.1) devient

$$M = k_1 k_2 I \frac{U}{r_t} = k.U.I = k.P \tag{15.4}$$

avec $k = \frac{k_1 k_2}{r_t}$; $P = UI$ est la puissance du récepteur R. Les bobines de tension sont connectées d'habitude en triangle (fig. 15.1.d) et on préfère le système à 3 bobines (fig. 15.1.e)

Le couple résistant M_α, opposé à M, résulte par l'interaction du champ magnétique de l'aimant permanent 6 (fig. 15.1.a) avec les courants Foucault induits dans le disque d'aluminium 5 qui tourne dans l'entrefer de l'aimant, et il est proportionnel avec la vitesse de rotation du disque

$$M_\alpha = k_\alpha . v \tag{15.5}$$

A l'équilibre $M = M_\alpha$, donc $k.P = k_\alpha.v$, ou

$$P = c.v \tag{15.6}$$

avec $c = k_\alpha / k$. Dans l'intervalle de temps $\Delta t = t_2 - t_1$, l'énergie consommée sera

$$W = \int_{t_1}^{t_2} P.dt = \int_{t_1}^{t_2} c.v.dt = c.n \tag{15.7}$$

où „n" est le nombre de tours du disque dans cet intervalle et $c = \frac{W}{n}$ [kWh/rot] est la constante réelle du compteur

Le couple de frottement M_f est important (pivot-pierres, collecteur-balais) et on utilise la bobine de compensation 9 pour le compenser. L'erreur du compteur dépend de la charge (courant absorbé par le récepteur). La pièce en fer 8 sert à compenser l'auto-avance (la rotation sans charge).

Les erreurs supplémentaires importantes sont : l'influence de la température (sur les bobines, le disque, l'aimant, donc modifications des couples), les champs magnétiques extérieurs

(les bobines sont protégées avec l'écran magnétique 7 - fig. 15.1.a, contre l'influence du champ magnétique intérieur), les variations de la tension et des frottements. Pour l'intervalle de $(5 \div 125)\%\ I_{nom}$, la précision est de $2 \div 3\%$.

Les valeurs nominales habituelles sont : I_{nom} : 5 - 100 A ; $U_{nom} = 110 \div 650$ V.

<u>Note</u> : Pour la mesure de l'énergie en courant continu on peut également utiliser les compteurs magnétoélectriques et électrolytiques présentés dans le par. 10.3.

15.3 Mesure de l'énergie électrique active

15.3.1 Le compteur à induction monophasé

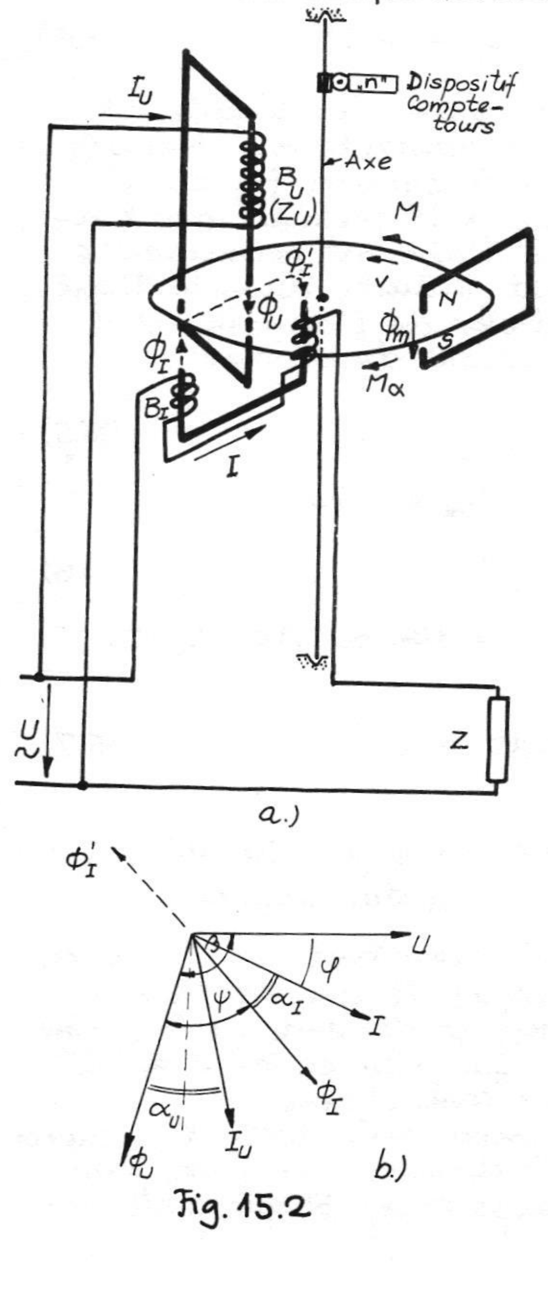


Fig. 15.2

Le principe de fonctionnement du compteur monophasé à induction est celui indiqué en par. 5.7 (Tome 1), où on a étudié le dispositif de mesure à induction. Le couple résistant est électromagnétique, donc l'équilibre des couples s'obtient pour une vitesse de rotation constante du disque et l'indication est donnée par un dispositif de comptage mécanique (compte-tours). Pour mieux comprendre la suite, le lecteur est prié de revoir les figures 5.33 - 5.36 et les relations (5.80) ÷ (5.92), afin de ne plus répéter la description du dispositif à induction.

Le schéma constructif et fonctionnel de principe est présenté en fig. 15.2.a : le courant I qui passe par la bobine de l'électroaimant de courant B_I produit les flux Φ_I et $-\Phi_I = \Phi_I'$ et soit α_I l'angle de déphasage courant - flux : $\alpha_I = (\widehat{I, \Phi_I})$; du flux total produit par l'électroaimant de tension B_U, on a présenté dans le schéma simplifié du compteur en fig. 15.2.a seulement le flux utile Φ_U, proportionnel avec la tension **U**, et déphasé comme suit (voir fig. 15.2b) :

$$\alpha_U = (\widehat{I_U, \Phi_U}) \quad \text{et} \quad \beta = (\widehat{U, \Phi_U})$$

Si on note le déphasage $(\widehat{\Phi_I, \Phi_U}) = \psi$ la rélation (5.88) dévient :

$$M = k.\nu\, I I_U \sin\psi = k.\nu\, I \frac{U}{Z_U} \sin(\beta - \alpha_I - \varphi) =$$
$$= k'.U.I \sin(\beta - \alpha_I - \varphi) \qquad (15.8)$$

où on a équivalé $I_1 \equiv I$; $I_2 \equiv I_U = \frac{U}{Z_U}$, Z_U étant l'impédance de l'électroaimant de tension ; φ est l'angle de déphasage tension courant $\varphi = (\bar{U}, \bar{I})$ et $k' = k.\nu / Z_U$ dans l'hypothèse de la fréquence ν constante.

Pour que M soit proportionnel avec $P = UI\cos\varphi$, on agit sur l'angle β (constructif, avec des spires en court-circuit sur la bobine de courant ou des vis de réglage deplasables dans l'entre-fer de l'électroaimant de tension), afin de réaliser la condition

$$\beta = \frac{\pi}{2} + \alpha_I \quad \text{donc} \quad \psi = \frac{\pi}{2} - \varphi \qquad (15.9)$$

pour que l'expression du couple moteur soit :

$$M = k' U.I.\sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) = k'.U.I\cos\varphi = k'.P \qquad (15.10)$$

donc proportionnel avec la puissance active.

Le couple résistant est réalisé à l'aide de l'aimant permanent dont le flux Φ_m induit des courants Foucault dans le disque en rotation, avec lesquels il interactionne, ainsi que :

$$M_\alpha = k_1 . I_m . \Phi_m \qquad (15.11)$$

où I_m est l'intensité du courant induit, proportionnelle avec la vitesse de rotation du disque v et avec le flux inducteur Φ_m, donc $I_m = k_2 . v . \Phi_m$. Dans ce cas le relation (15.11) devient :

$$M_\alpha = k_1 k_2 . v . \Phi_m^2 = k'' . v \qquad (15.12)$$

où $k'' = k_1 . k_2 . \Phi_m^2$.

Quand le système est en équilibre dynamique, la vitesse de rotation v = constante, donc cf. rel. 15.10 et 15.12 on a

$$M \doteq M_\alpha \quad \text{et} \quad P = \frac{k''}{k'} . v = C.v \qquad (15.13)$$

En faisant maintenant l'intégrale dans l'intervalle de temps $\Delta t = t_2 - t_1$, on obtient l'énergie consommée en ce temps :

$$W = \int_{t_1}^{t_2} P dt = C \int_{t_1}^{t_2} v.dt = C.n \qquad (15.14)$$

où n est le nombre de tours du disque dans l'intervalle Δt ; $C = W/n$ [w.s/rot] est la constante effective du compteur

__Notes__: - Dans le calcul de M (v. par. 5.7, Tome 1, et spécialement les relations (5.82)-(5.84) et 5.87) on a neglige les

interactions flux magnétique-courant induit par le même flux, supposant le déphasage parfait de 90° entre ces deux grandeurs. En réalité il ne l'est pas, ce qui fait que la vitesse réelle „v_r" soit différente par rapport à la vitesse théorique „v". Le couple résistant supplémentaire correspondant à cette différence est compensé avec un shunt magnétique sur l'électroaimant de courant.

- Les frottements pivot-pierre, avec l'air, dans le dispositif d'enregistrement, produisent aussi un couple résistant supplémentaire, qu'on réduit à l'aide d'un couple actif de compensation.

Suite à l'action des couples supplémentaires indiqués ci-dessus, l'indication du compteur sera affectée d'une erreur ε_f

$$\varepsilon_f = \frac{v_r - v}{v} \cdot 100\,[\%] = \frac{n_r - n}{n} \cdot 100\,[\%] \qquad (15.15)$$

où n_r est le nombre réel des tours et n est le nombre théorique; ε_f est très grande pour les petites charges. Par exemple, pour une charge ~ 10-20% P_{nom}, ε_f ~ 10-15%, pendant que les erreurs admissibles pour $\cos\varphi = 1$ et la charge variable de 10% à 125% P_{nom} sont de ± 2% pour les compteurs de la classe I et de ± 2,5% pour les compteurs de la classe II

On définit le „seuil de sensibilité s"

$$s = \frac{P_{min}}{P_{nom}} \cdot 100\,[\%] \qquad (15.16)$$

où P_{min} est la puissance minimale à laquelle le disque commence à tourner, en précisant que la „sensibilité S" se définit dans les conditions $U = U_{nom}$; $f = f_{nom}$ (fréquence) et $\cos\varphi = 1$

$$S = \frac{I_{min}}{I_{nom}} \cdot 100\,[\%] \qquad (15.17)$$

où I_{min} ne doit pas dépasser $(1\% - 2\%)\,I_{nom}$.

On rappelle aussi que l'auto-avance (rotation sans charge) ne doit pas apparaître pour l'alimentation avec des tensions $U < U_{nom} + 10\%\,U_{nom}$.

Les erreurs supplémentaires sont causées surtout par:
- les variations de la tension (modification des couples et des pertes magnétiques)
- la variation de la température (modification des résistances et des caractéristiques des circuits magnétiques)
- la variation de la fréquence (variation des pertes, des courants Foucault induits etc)

Les valeurs nominales marquées sur les compteurs sont: U_{nom}; I_{nom}; f_{nom}; le courant de surcharge admissible; la classe de précision; la sensibilité (en % I_{nom}); les consommations

propres (0,5 - 3 W pour le circuit de courant et 2 - 12 VA pour le circuit de tension). Pour des besoins métrologiques on construit des compteurs de classe 1.

Les calibres sont d'habitude les suivants : 650 V et 100 A. pour la connexion directe en circuit (fig. 15.3. a) respectivement 100 V. et 5 A. pour l'utilisation par l'intermédiaire des transformateurs de mesure de tension et de courant (fig. 15.3. b et 6.12 - Tome 1). Dans le dernier cas, l'indication du compteur donne directement l'énergie consommée dans le circuit d'utilisation

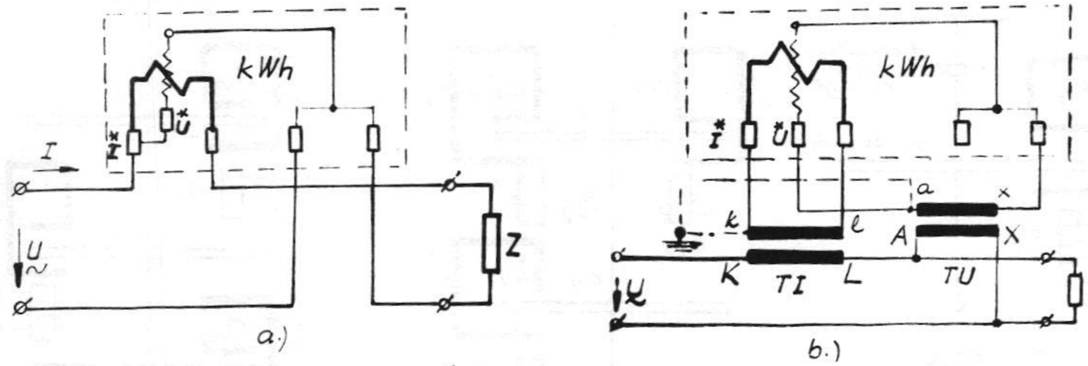


Fig. 15.3

15.3.2 Compteurs triphasés

Les compteurs triphasés mesurent soit l'énergie active dans un système triphasé

$$W_a = U.I.t.\cos\varphi \qquad (15.18)$$

soit l'énergie réactive

$$W_r = U.I.t.\sin\varphi \qquad (15.19$$

et parfois, (cas spéciaux) même l'énergie apparente

$$W = \sqrt{W_a^2 + W_r^2} \qquad (15.20)$$

Du point de vue constructif, les compteurs d'énergie active et réactive sont identiques; ce qui les différencie est la manière d'effectuer les connexions intérieures et dans le circuit.

Les variantes constructives sont :

- compteurs triphasés à un élément de rotation, semblable au compteur monophasé, rarement utilisé (fig. 15.4)
- compteurs triphasés avec deux éléments de rotation (fig. 15.5) comprenant deux systèmes magnétiques (bobines de courant B_I et de tension B_U), un ou deux disques et un seul dispositif de comptage (d'enregistrement). On préfère la variante à deux disques (fig. 15.5. b) pour ses erreurs réduites. La connexion en circuit se fait suivant le schéma de connexion des deux

wattmètres (voir le tableau 14.1) comme en fig. 15.7. a.
- compteurs triphasés avec trois éléments de rotation (fig. 15.6) avec trois systèmes magnétiques, deux ou trois disques et un seul dispositif d'enregistrement. La connexion en circuit est analogue au schéma des trois wattmètres (tab. 14.1), étant indiquée aussi en fig. 15.7. b.

Pour tensions et courants plus grandes que les valeurs nominales, la connexion se fait par l'intermediaire des transformateurs de mesure de tension et de courant.

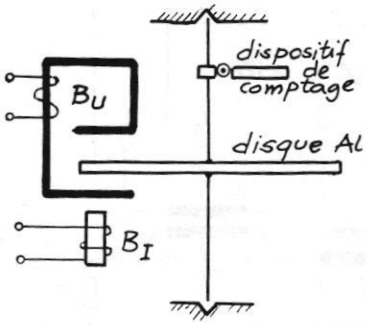


Fig. 15.4

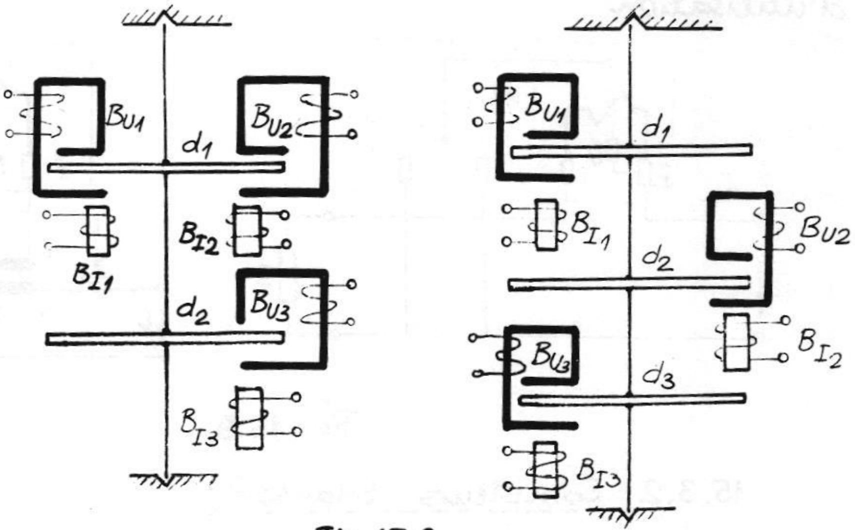


Fig. 15.6

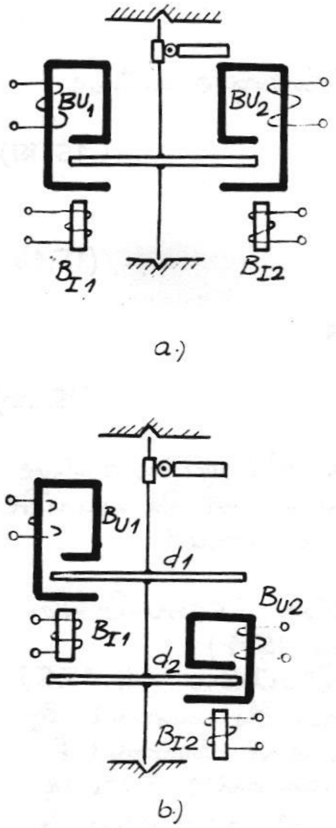


Fig. 15.5

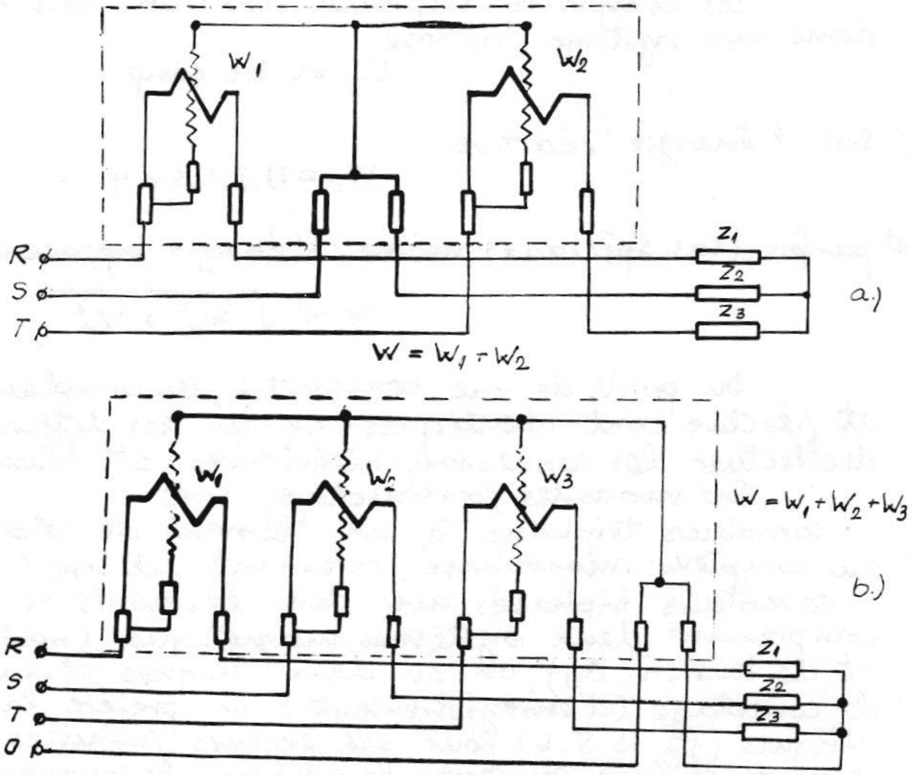


Fig. 15.7

15.4 Mesure de l'énergie réactive

Pour la mesure de l'énergie réactive on utilise soit des compteurs d'énergie réactive avec tensions auxiliaires (pour les circuits symmétriques - fig. 15.8.b, c), soit des compteurs avec shunt (fig. 15.8.d - circuits asymétriques). Ses deux variantes constructives, le compteur pour énergie inductive (consommée), respectivement le compteur pour énergie capacitive (debitée) différent d.p.d.v. des connexions intérieures. Le résultat de la mesure est indiqué en kVArh (kilovarheures).

Le compteur à tensions auxiliaires utilise la tension auxiliaire U', déphasée avec 180° - β en retard, par rapport à la tension U (fig. 15.2.b, où on néglige α_I) quand le couple moteur (15.8) devient

$$M = k'.U'I\sin(180-\varphi) = \frac{U'}{U}k'UI\sin\varphi = \frac{U'}{U}k'Q \qquad (15.21)$$

donc proportionnel avec l'énergie réactive $Q = UI\sin\varphi$. D.p.d.v. pratique, la réalisation est commode pour $\beta = 60°$ ou $\beta = 90°$

La connexion en circuit est analogue à la connexion des wattmètres (tableau 14.2) pour la mesure de la puissance réactive, étant aussi indiquée en fig. 15.8. a, b, et c. On remarque que pour le compteur monophasé (fig. 15.8.a), la condition $\psi = \beta - \varphi - \alpha_I = 180 - \alpha_I$ se realise par l'inversion du sens de passage du courant dans la bobine de tension.

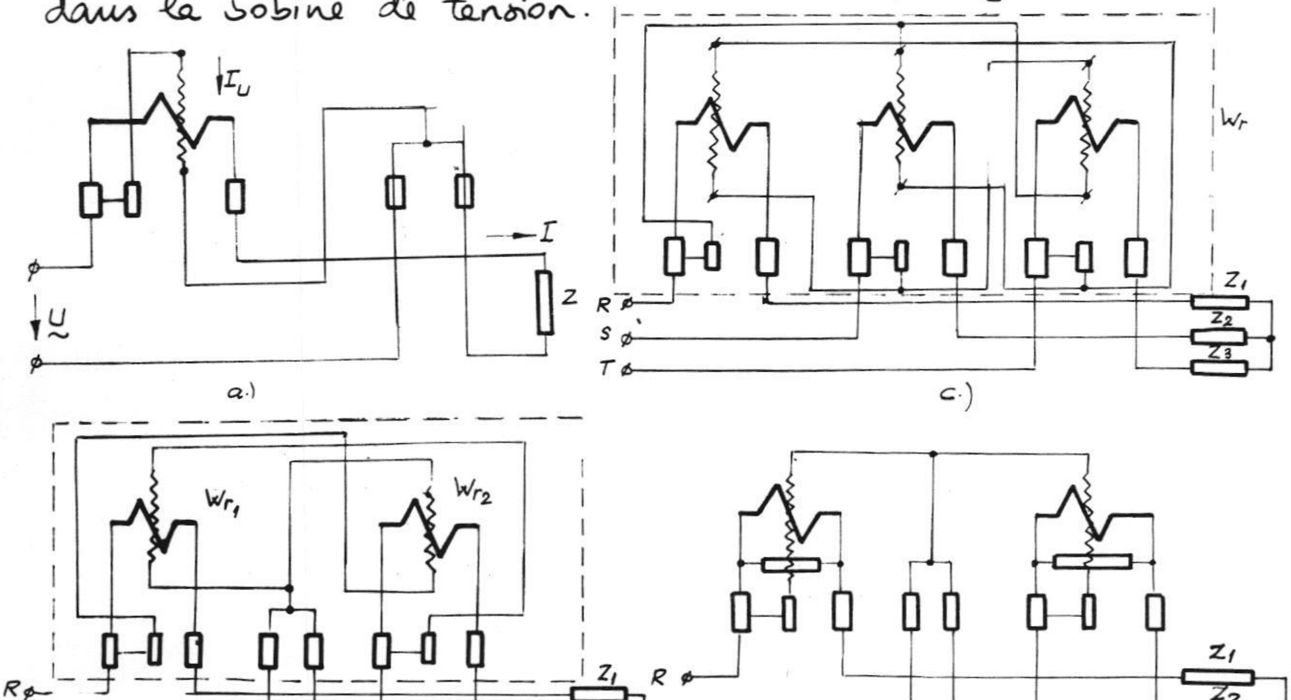


Fig. 15.8

Le compteur réactif avec shunt utilise en parallèle avec la bobine de courant un shunt (fig. 15.8.d), lequel permet de décaler le courant du shunt par rapport au courant du circuit, de telle façon que l'angle entre Φ_I et Φ_U soit φ, quand l'expression générale du couple moteur (15.8) devient :

$$M = k'.U.I.\sin\varphi = k'.Q \qquad (15.22)$$

La connexion en circuit est analogue au wattmètre (ou le compteur) de puissance active, comme en fig. 15.8.d.

<u>Remarque</u> : Les considérations théoriques, schémas de connexions et diagrammes phasoriels pour les mesures des puissances et des énergies, actives ou réactives, sont en principe les mêmes, ce qui explique qu'une fois présentés dans les tableaux 14.1 et 14.2, on n'a pas considéré nécessaire de les répéter encore une fois dans le cadre de ce chapitre.

— x —

BIBLIOGRAPHIE

NOTE : Consultez d'abord la bibliographie présentée à la fin du „Tome 1", utilisée également pour cette partie.

[1] PATACHI, BABES,... Electrotehnică, Installatii electrice si Masini de Constructii (en roumain), E.D.P. Bucarest, 1971

[2] FELEA et collab., Circuits à semiconducteurs dans l'industrie. I. Appareils de mesure, Masson & Cie, Paris 197(
(traduit du roumain)

[3] STÉRU, Mesures des puissances électriques par l'effet Hall, R.G.E., Vol. 76, Nº 4, p. 665-670

[4] STERE, Aparate electronice de măsurare și control, E.D.P. București, 1968 (en roumain)

[5] HAAS, Mesures électroniques, Ed. Radio, 2ᵉ éd., 1971

Achevé d'imprimer sur les presses
de l'OFFICE DES PUBLICATIONS
UNIVERSITAIRES
29, rue Abou Nouas - Hydra ALGER

- Edition : N° 243 - 12 / 79